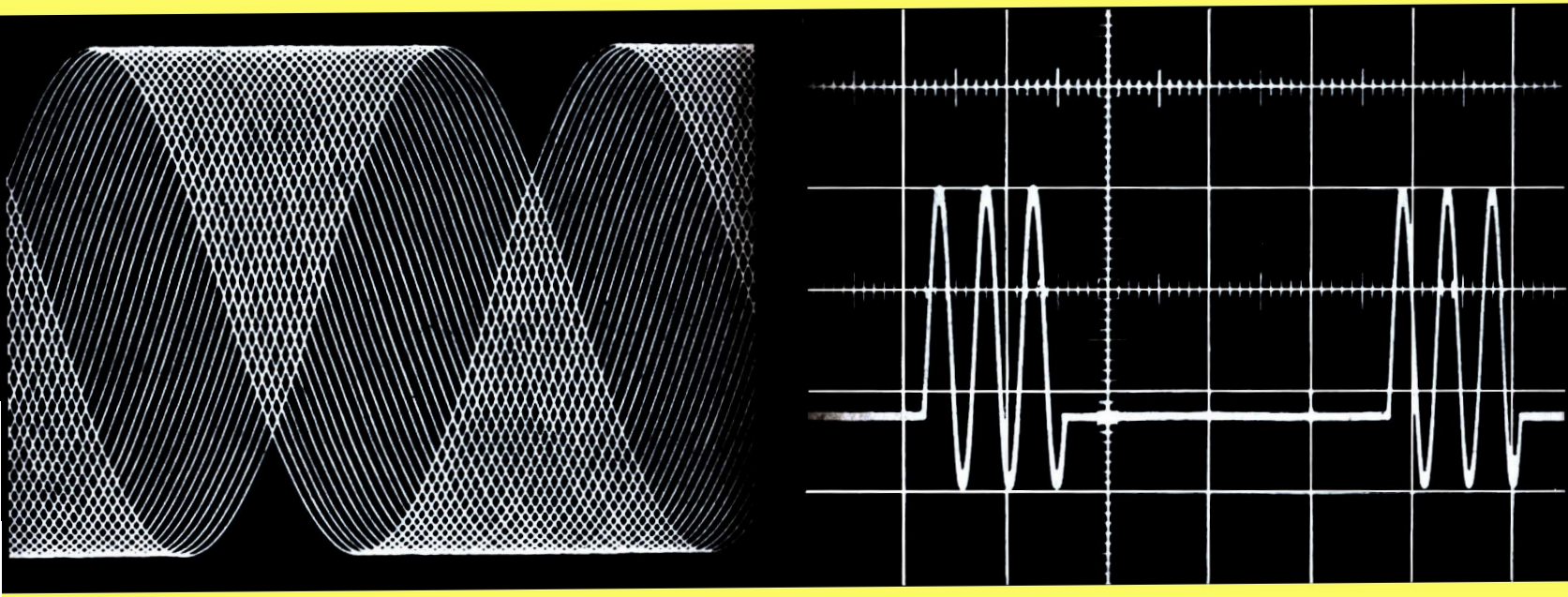
amateurreihe

electronica



Harro Kühne

155

Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie D 10 · Teil 2

SCAN BY BLACKBURNER 2012

electronica · Band 155
HARRO KÜHNE

Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie D 10

Teil 2

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1977, 1.–20. Tausend
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1977
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Gudrun Maraun
Typografie: Peter Mauksch · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Ingeborg Kern
Korrektor: Eva Plake
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme, Potsdam
Bestellnummer: 745 905 4
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Zusammenstellung der benutzten Formelzeichen, Abkürzungen, Näherungen und Hinweise zu den gezeigten Oszillogrammaufnahmen 6
1.1. Aufstellung der verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen 6
1.2. Vereinbarte Näherungen 7
1.3. Hinweise zu den Oszillogrammaufnahmen 7

2. Anpassungsschaltungen 8
2.1. Steuerung systemfremder Lasten durch TTL-Schaltkreise 8
2.2. Signaleingabe in TTL-Schaltkreise von systemfremden Signalquellen 15
2.3. Übergangsschaltungen zwischen TTL-Schaltkreisen und anderen Logikarten 18

3. Baugruppen für digitale Meßgeräte 22
3.1. Neuartiges flankengetriggertes Flip-Flop 22
3.2. Ringzähler mit flankengetriggerten Flip-Flops .. 28
3.3. 4-bit-Speicher 31
3.4. Einfache Triggerschaltung für Impulszähler 32
3.5. Einfache Zeitbasis für digitale Meßgeräte mit maximal drei Stellen 35
3.6. Analog-Digitalumsetzer nach dem Sägezahnverfahren 39

4. Generatoren und Trigger 46
4.1. Treppengenerator 46
4.2. Dreieckgenerator 49
4.3. Tonfolgegenerator 51

4.4. Rechteckwellengenerator mit einstellbarer Ausgangsamplitude 55
4.5. Stromtrigger mit großer Hysterese 60

5. Schaltungen und Baugruppen für Meß- und Prüfgeräte 63
5.1. TTL-Pegeltester in Prüfstiftform 63
5.2. Spannungsanzeiger für Unter-, Nenn- und Überspannung 67
5.3. Empfindliche Triggerschaltung für Oszillografen 69
5.4. Getriggerter Sägezahngenerator mit automatischem Freilauf 72
5.5. 4-Kanal-Schalter für digitale Signale 80
5.6. Burst-Toreinheit 84

6. Steuer- und Regelschaltungen 91
6.1. Zündimpulsgenerator für Thyristoren in einer Diodenbrückenschaltung 91
6.2. Steuerschaltung für eine elektronische Belichtungsuhr 96
6.3. Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren 98

Literatur 103

Vorwort

In der bereits veröffentlichten Broschüre „Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie *D 10* — Teil 1" (Band 141 der Reihe „electronica") sind der grundsätzliche Aufbau und die Wirkungsweise integrierter TTL-Schaltkreise beschrieben worden. Weiterhin behandelte der erste Teil vorwiegend relativ einfache Grundschaltungen wie bistabile, monostabile, astabile Multivibratoren und spezielle Verknüpfungsschaltungen. Aus Platzgründen konnten nur verhältnismäßig wenige komplexe Applikationen, die ganz bestimmte schaltungstechnische Lösungen darstellen und im wesentlichen aus den oben genannten Elementen zusammengesetzt sind, beschrieben werden.

Die vorliegende Broschüre „Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie *D 10* — Teil 2" erläutert erprobte praktische Schaltbeispiele, die sich entweder eigenständig oder als Baugruppen größerer Geräte einsetzen lassen. Thematisch wendet sich die Broschüre vorwiegend an die Amateure, die mit den verfügbaren TTL-Schaltkreisen Meß-, Steuer- und Regelschaltungen aufbauen möchten. Es sei deshalb an dieser Stelle ausdrücklich darauf hingewiesen, daß alle vorgeschlagenen Schaltungen mit den integrierten Bausteinen des „Bastlerbeutels Nr. 8" realisierbar sind, wenn man die Hinweise des diesem Beutel beiliegenden Anleitungsheftes beachtet.

Viele der im folgenden beschriebenen Beispiele setzen sich aus einfachen Grundschaltungen zusammen, die Thema des ersten Teils waren. Es wird deshalb in der vorliegenden Arbeit manchmal auf bestimmte ausführliche Erläuterungen des ersten Teils Bezug genommen. Grundsätzliche Wirkungen sind aber immer näher beschrieben, so daß der Leser die vorgestellten Lösungen auch ohne den ersten Teil versteht.

Naumburg (Saale) im März 1975 *Ing. Harro Kühne*

1. Zusammenstellung der benutzten Formelzeichen, Abkürzungen, Näherungen und Hinweise zu den gezeigten Oszillogrammaufnahmen

1.1. Aufstellung der verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen

Nachstehend sind die verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen genannt. Spezielle Zeichen, die nur wenig benutzt werden, sind im Text näher erläutert.

A	Ausgang
B	Großsignalstromverstärkung eines Transistors
β	Kleinsignalstromverstärkung eines Transistors
C	Kapazität
D	Diode
E	Eingang
f	Frequenz
FF	Flip-Flop
G	Gatter
H	hoher logischer Spannungspegel
I	Strom
I_B	Basisstrom
I_C	Kollektorstrom
L	niedriger logischer Spannungspegel
N_O	Ausgangslastfaktor
P	Potentiometer
Q, $\overline{Q}$	Ausgänge eines Flip-Flops
R	Widerstand oder Rücksetzeingang eines Flip-Flops
RE	Rastereinheit bei Oszillogrammaufnahmen
S	Setzeingang eines Flip-Flops
T	Transistor, Periodendauer oder Takteingang
t	Zeit
Th	Thyristor
U	Spannung
U_{aus}	Ausschaltspannung eines Triggers
U_{BE}	Basis-Emitterspannung eines Transistors

U_{CE}	Kollektor-Emitterspannung eines Transistors
U_{ein}	Einschaltspannung eines Triggers
U_F	Diodenflußspannung
U_{hys}	Hysteresespannung eines Triggers
U_{IH}	Gattereingangsspannung bei logisch 1 am Eingang
U_{IL}	Gattereingangsspannung bei logisch 0 am Eingang
U_{OH}	Gatterausgangsspannung bei logisch 1 am Ausgang
U_{OL}	Gatterausgangsspannung bei logisch 0 am Ausgang
U_R	Spannungsabfall über einem Widerstand
U_S	Speisespannung
U_U	Gatterumschaltspannung

1.2. Vereinbarte Näherungen

Um bestimmte Kennwerte der beschriebenen Schaltungen zu berechnen, sind die nachstehend zusammengestellten Näherungen sehr nützlich. Die Anwendung dieser Näherungen führt zu wesentlichen Vereinfachungen, wobei die dadurch bedingten Fehler nahezu immer unter 15 % liegen.

$U_{BE} \approx 0{,}6$ V Silizium-Transistor
$U_{BE} \approx 0{,}3$ V Germanium-Transistor
$U_{OH} \approx 3{,}8$ V
$U_{OL} \approx 0{,}1$ V
$U_U \approx 1{,}4$ V
$U_{BE} \approx U_F$, wenn gleiches Halbleitermaterial vorliegt
$B \approx \beta$

1.3. Hinweise zu den Oszillogrammaufnahmen

Von den meisten in dieser Broschüre beschriebenen Beispielen werden Oszillogrammaufnahmen gezeigt, die den Spannungsverlauf an wesentlichen Schaltungspunkten darstellen. Der Maßstab in y-Richtung beträgt bei diesen Aufnahmen immer 2,5 V/RE, wenn nicht ausdrücklich ein anderer Maßstab angegeben ist. Bezugspunkt für alle dargestellten Oszillogramme ist das Massepotential.

2. Anpassungsschaltungen

Zur Signaleingabe in Schaltungen mit TTL-Bausteinen oder zur Umwandlung des TTL-Signals in ein anders geartetes Ausgangssignal, das eine periphere Elektronik weiterverarbeiten soll, sind bestimmte Anpassungsschaltungen erforderlich. Diese erfüllen einmal die Aufgabe, vorliegende Eingangssignale so umzuwandeln, daß sich mit ihnen TTL-Schaltkreise ansteuern lassen. Zum anderen sind Koppelschaltungen notwendig, wenn TTL-Signale externe Lasten steuern müssen, deren elektrische Parameter keinen Betrieb mit TTL-Signalen zulassen.

2.1. Steuerung systemfremder Lasten durch TTL-Schaltkreise

Systemfremde Lasten, z. B. Glühlampen, Lumineszenzdioden, Heizwiderstände, Motoren usw., sind grundsätzlich auf zwei Arten ansteuerbar. Einmal kann man diese Lasten direkt an den Ausgang eines leistungsmäßig für diese Aufgabe geeigneten Schaltkreises anschließen. Erlauben die elektrischen Parameter der externen Last die genannte Möglichkeit nicht, so muß ein zusätzlicher Leistungsverstärker (Transistor, Thyristor, Triac, Relais) zwischengeschaltet werden. Für die erste Variante eignen sich neben den Gattern mit dem TTL-Standardausgang, z. B. *D 100 C*, noch drei weitere Bausteine, deren Ausgangsstufe von der Standardauslegung abweicht. Der *D 140 C* verfügt ebenfalls über einen Gegentaktausgang. Allerdings ist der Ausgangslastfaktor der beiden in diesem Baustein enthaltenen Gatter $N_0 = 30$. Die Bausteine *D 103 C* und *D 126 C* enthalten vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen. Besonderheit dieser Gatter ist, daß sie keine Gegentaktausgangsstufe enthalten. Als Ausgangsstufe wirkt, wie

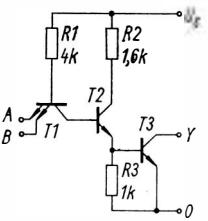


Bild 2.1
Innenschaltung eines Gatters des Bausteins *D 103 C*

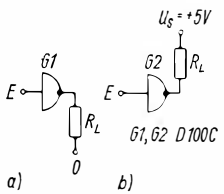


Bild 2.2
Anschlußmöglichkeiten für einen externen Lastwiderstand R_L bei Schaltkreisen mit Gegentaktausgang

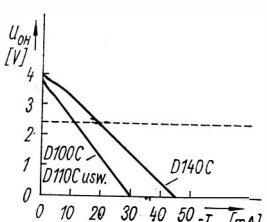


Bild 2.3
Gatterausgangsspannung bei H-Pegel am Ausgang in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom

das Bild 2.1 zeigt, ein Transistor in Emitterschaltung. Die zulässige maximale Kollektor-Emitterspannung des *D 103 C* beträgt 5 V. Im Unterschied dazu ist beim *D 126 C* für die integrierten Ausgangstransistoren eine maximale Kollektor-Emitterspannung von 15 V zulässig.

Eine einfache Möglichkeit zur Ansteuerung einer systemfremden Last ist in Bild 2.2a dargestellt. Bei dieser Variante muß das steuernde Gatter den Laststrom abgeben. Benutzt man für G1 ein Gatter mit Gegentaktausgang, so darf wegen des integrierten Schutzwiderstandes für den oberen Transistor der Endstufe (vgl. Bild 2.1, Teil 1) der

Laststrom bei H-Potential am Gatterausgang bestimmte Werte nicht überschreiten. In Bild 2.3 ist die Abhängigkeit der Gatterausgangsspannung bei H-Pegel als Funktion des nach Masse fließenden Laststroms für zwei verschiedene Gattertypen aufgetragen. Wie Bild 2.3 zeigt, sind die zulässigen Lastströme besonders gering, sobald gleichzeitig noch der typische H-Pegel von 2,4 V einzuhalten ist. Das ist immer dann notwendig, wenn neben der externen Last an den Ausgang des Gatters noch Gattereingänge angeschlossen werden. Verzichtet man auf eine solche Betriebsweise und benutzt das Gatter ausschließlich, um die externe Last anzusteuern, so darf bei einem Gatter mit Standardausgang der Laststrom bei der Schaltung des Bildes 2.2a etwa 17 mA betragen. Für den Typ *D 140 C* sind dagegen in diesem Fall etwa 30 mA zulässig.

Bei der in Bild 2.2b gezeigten Treiberschaltung nimmt das steuernde Gatter den Laststrom auf. Diese Betriebsart ist günstiger, da ein Gatter mehr Strom aufnehmen kann, als es abzugeben in der Lage ist. In Bild 2.4 ist für verschiedene typische Gatterausgänge die Abhängigkeit des L-Pegels vom fließenden Laststrom dargestellt. Damit die Verlustleistung in dem Gatter nicht zu groß wird, sollte der Laststrom bei Verwendung eines Gatters mit Standardausgang oder offenem Kollektor etwa 40 mA nicht überstei-

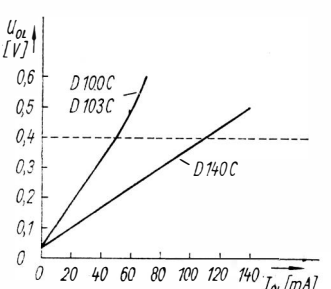


Bild 2.4 Gatterausgangsspannung bei L-Pegel am Ausgang in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom

gen. Kommt der Typ *D 140* zum Einsatz, so sind Lastströme bis maximal 80 mA möglich. Diese Werte gelten nur dann, wenn am Ausgang von G1 keine zusätzlichen Gattereingänge angeschlossen sind. In solchen Fällen muß der Laststrom reduziert werden, damit der L-Pegel mit Sicherheit unterhalb der 0,4-V-Grenze liegt.
Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß die genannten Ströme zu den Schaltungen in Bild 2.2 nur gelten, wenn es sich um Gatter handelt, die für den vollen Ausgangslastfaktor spezifiziert sind. Aus Sicherheitsgründen sollten bei Gattern aus dem „Bastlerbeutel Nr. 8" die Lastströme nur etwa halb so groß sein, wie oben angegeben.
Werden externe Lasten direkt von Gatterausgängen angesteuert, so sind, wie aus den vorstehenden Angaben zu entnehmen ist, nur relativ geringe Lastströme zulässig, die nur den Betrieb von kleinen Glühlampen, Lumineszenzdioden, Miniaturrelais usw. ermöglichen. Bei wesentlich größeren Laststrőmen muß man deshalb Transistoren oder Thyristoren zur zusätzlichen Leistungsverstärkung einsetzen. Grundsätzlich ist bei solchen Leistungsstufen darauf zu achten, daß die in ihnen fließenden, meist recht großen Lastströme nicht zu Störungen der Logik führen. Die Leistungsstufen sollten aus diesem Grund eine getrennte Stromversorgung haben, deren Massepunkt nur an einer Stelle mit dem Nullpotential der Logikspeisespannung verbunden ist. Vorteilhaft ist weiterhin, wenn die Speisespannung der Leistungsstufen in der Größenordnung von 10 V bis 20 V liegt. Die dann fließenden Lastströme sind entsprechend geringer als bei niedriger Speisespannung. Es ist meist nicht notwendig, die Versorgungsspannung für die Leistungsstufen zu stabilisieren.

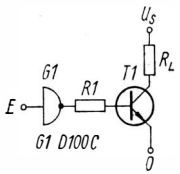


Bild 2.5
Standardgatter mit zusätzlichem npn-Transistor als Leistungsverstärker

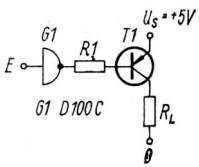


Bild 2.6
Standardgatter mit einem nachgeschalteten pnp-Transistor als Leistungsverstärker

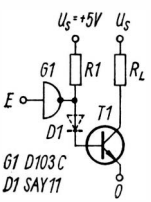


Bild 2.7
Gatter mit offenem Kollektor und einem nachgeschalteten npn-Transistor als Leistungsverstärker

In Bild 2.5 bis Bild 2.7 sind drei Varianten für Leistungsstufen mit einstufiger Transistorverstärkung dargestellt. Solche Schaltungen eignen sich für Lastströme bis etwa $I_L = 2$ A. Die Basisvorwiderstände R1 dimensioniert man mit Hilfe von Bild 2.3, Bild 2.4 und der gegebenen Stromverstärkung des zusätzlichen Transistors. Für den Basisstrom des zusätzlichen Transistors in Bild 2.5 bis Bild 2.7 gilt:

$$I_{BT1} = \frac{2 \cdot I_L}{B_{T1min}} . \qquad (1)$$

Bei der Gleichung (1) wurde ein Übersteuerungsfaktor von 2 an der unteren Grenze des Stromverstärkungsfaktors zugrunde gelegt. Der in die Basis fließende Strom ist also

mindestens doppelt so hoch, wie eigentlich nur notwendig. Diese Maßnahme sichert, daß der Transistor T1 garantiert im Sättigungsgebiet arbeitet. Für R1 in der Schaltung des Bildes 2.5 gilt dann:

$$R1 = \frac{U_{OHG1} - U_{BET1}}{I_{BT1}}. \tag{3}$$

U_{OHG1} entnimmt man dem Bild 2.3 für den mit der Gleichung (1) berechneten Basisstrom. Wird die Schaltung nach Bild 2.6 verwendet, so folgt für R1 die Gleichung:

$$R1 = \frac{U_S - U_{OLG1} - U_{BET1}}{I_{BT1}}. \tag{3}$$

Bei der Variante in Bild 2.7 erhält man R1 aus:

$$R1 = \frac{U_S - U_{BET1}}{I_{BT1}}. \tag{4}$$

Es muß aber danach kontrolliert werden, ob die Ausgangsspannung des Gatters G1 bei L-Pegel an dessen Ausgang sicher unterhalb der Schwellspannung von T1 bleibt. Ist das nicht der Fall, so muß man entweder einen Transistor mit größerer Stromverstärkung benutzen (der Strom durch R1 verringert sich und damit auch die Spannung am Gatterausgang bei L-Potential), oder man schaltet zwischen dem Ausgang von G1 und der Basis von T1 eine Diode. Für R1 gilt dann aber die Gleichung:

$$R1 = \frac{U_S - U_{BET1} - U_{FD1}}{I_{BT1}}. \tag{5}$$

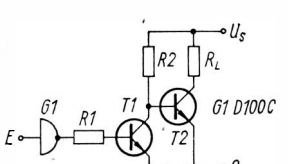


Bild 2.8
Zweistufiger Leistungsverstärker

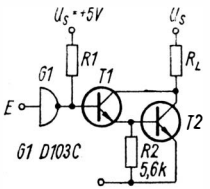


Bild 2.9
Leistungsverstärker in *Darlington*-Schaltung

Übersteigen die zu schaltenden Lastströme 1 A bis 2 A, so muß im allgemeinen zweistufig verstärkt werden. Bild 2.8 und Bild 2.9 zeigen zwei Schaltungen, deren Funktionsweise leicht zu überblicken ist. Bei vorgegebenem Basisstrom für T1 gilt für den Aufbau in Bild 2.8 die Gleichung (2) und für R1 in der Schaltung des Bildes 2.9 die Gleichung:

$$R1 = \frac{U_S - U_{BET1} - U_{BET2}}{I_{BT1}}. \qquad (6)$$

Bild 2.10 und Bild 2.11 zeigen Möglichkeiten zur Ansteuerung von Thyristoren. Dabei ist die Variante des Bildes 2.10 vorzugsweise für solche Thyristoren zu verwenden, die schon bei Gateströmen in der Größenordnung von 20 mA bis 40 mA sicher zünden. Der Stromlaufplan des Bildes 2.11 hat den Vorteil, daß der Lastkreis von der Logikschaltung getrennt ist. Das bringt naturgemäß auch ein besseres Störverhalten mit sich. E darf jedoch nur mit schmalen Impulsen gesteuert werden. Zwischen den einzelnen Zündimpulsen muß der Eingang E auf H-Potential liegen.

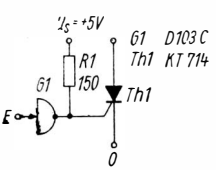


Bild 2.10
Leistungverstärker mit Thyristor (Gleichspannungszündung)

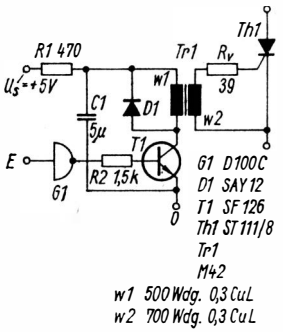


Bild 2.11
Leistungsverstärker mit Thyristor (Impulszündung)

2.2. Signaleingabe in TTL-Schaltkreise von systemfremden Signalquellen

Soll eine TTL-Schaltung auf Änderungen einer bestimmten physikalischen Größe, z. B. Temperatur, Lichtstärke, Druck usw., ansprechen, so muß zunächst die jeweilige physikalische Größe in eine ihr proportionale Spannung umgesetzt werden. Da die Änderungsgeschwindigkeit der als Beispiel genannten Größen meist wesentlich unterhalb der für TTL-Schaltkreise zulässigen minimalen Anstiegsgeschwindigkeit

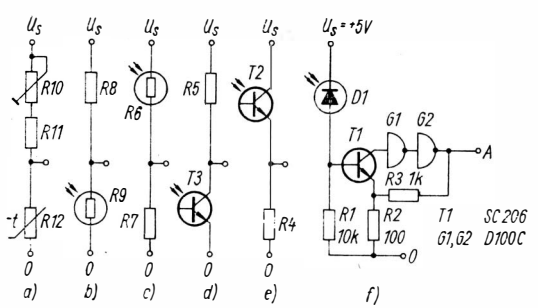


Bild 2.12 Trigger zur Eingabe von Signalen in Schaltungen mit TTL-Bausteinen

liegt, ist in nahezu allen Fällen nach dem Spannungsumsetzer eine Triggerschaltung erforderlich. Diese liefert an ihrem Ausgang immer dann ein Signal, wenn die zu überwachende Größe einen bestimmten Schwellwert über- oder unterschreitet. In Bild 2.12f ist für die vorgenannte Aufgabe eine gut geeignete Triggerschaltung dargestellt, die im Teil 1, Abschnitt 4.2., näher beschrieben wurde. Dort findet man auch die Formeln zur Berechnung der Ein- bzw. Ausschaltspannung des Triggers. Die gezeigte Schaltung überwacht mit der Fotodiode D1 die Helligkeit einer Lichtquelle. Solange die Lichtstärke unterhalb des Ansprechwertes liegt, ist der Spannungsabfall über dem Widerstand R1 kleiner als die Einschaltspannung des Triggers. Der Transistor T1 sperrt deshalb. Dadurch liegt der Eingang von G1 praktisch auf H-Potential, und der Triggerausgang führt demzufolge ebenfalls diesen Pegel. Steigt die Helligkeit an, so nimmt der Sperrstrom durch die Fotodiode entsprechend zu. Das hat zur Folge, daß sich der Spannungsabfall über dem Widerstand R1 vergrößert. In dem Moment, da die Spannung an der Basis von T1 die Einschaltspannung erreicht, sie betrug bei der gezeigten Dimensionierung 1 V, schaltet der Trigger ein. Am Ausgang liegt dann L-Pegel. Dieser Schaltzustand wird so lange eingenommen, bis sich die Helligkeit so weit verringert, daß der Spannungsabfall über R1 die Ausschaltspannung von etwa 0,7 V unterschreitet. Der Trigger kippt in die zu Beginn beschriebene Lage zurück.

Zusammenfassend läßt sich also feststellen, daß die zu überwachende Größe mit einem Spannungsteiler zunächst in eine proportionale Gleichspannung umgewandelt wird. Eine geeignete Triggerschaltung formt dann aus dieser Spannung ein TTL-gerechtes Eingangssignal für die nachfolgende Logik. Bild 2.12a bis Bild 2.12e zeigen noch einige weitere Anwendungsmöglichkeiten. Es sei darauf hingewiesen, daß man an eine so einfache Schaltung (wie die in Bild 2.12f) keine großen Ansprüche an die Stabilität der Ein- bzw. Ausschaltspannung des Triggers stellen darf. Diese sind sowohl von der Speisespannung als auch von der

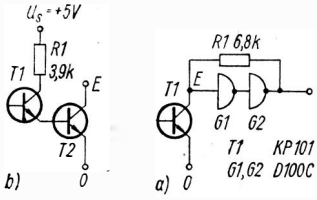


Bild 2.13 Einfacher Foto-Trigger

Umgebungstemperatur abhängig. Für genaue Überwachungseinrichtungen muß vor dem Trigger ein temperaturstabiler Differenzverstärker geschaltet sein, der den zu überwachenden Spannungsabfall mit einer stabilisierten Referenzspannung vergleicht.

Eine sehr einfache Triggerschaltung, die sich besonders für Lichtschranken eignet, sei abschließend noch vorgestellt. Solange bei der in Bild 2.13a gezeigten Schaltung in den Fototransistor T1 kein oder nur wenig Licht einfällt, liegt der Gattereingang von G1 auf H-Pegel. Der Ausgang des Gatters G1 befindet sich auf L-Potential, so daß am Triggerausgang H-Pegel anliegt. Mit zunehmender Helligkeit fließt im Kollektor von T1 ein Strom. Dadurch sinkt die Spannung am Eingang des Gatters G1 ab. Erreicht die Kollektorspannung von T1 die Umschaltspannung des Gatters G1 (etwa 1,4 V), so wird der Kippvorgang eingeleitet. Die Ausgangsspannung des Triggers bewegt sich dabei von H- in Richtung L-Pegel. Der Widerstand R1 bewirkt jetzt eine positive Rückkopplung, die dadurch zustande kommt, daß er von dem Zeitpunkt an, an dem die positive Spannung am Ausgang von G2 niedriger ist als die am Eingang von G1, einen zusätzlichen Strom aus dem Eingang des Gatters G1 zieht. Dieser Strom beschleunigt den Umschaltvorgang. Verringert sich die Helligkeit wieder, so laufen die beschriebenen Wirkungen in der umgekehrten Reihenfolge ab. Auch hier unterstützt R1 den Rückkippvorgang. Der Wert von R1 muß größer als 4,7 kΩ sein, damit der im eingeschalteten Zustand durch R1 aus dem Eingang des Gatters G1 gezogene Strom nicht das Rückkippen verhindert.

Wichtig ist bei dieser Schaltung, daß die Helligkeit, bei der der Trigger einschalten soll, der Kollektorstrom des Fototransistors etwa 1 mA, besser aber 1,6 mA, betragen muß. Kann ein einzelner Fototransistor diese Vorbedingung nicht erfüllen, so sollte man eine *Darlington*-Schaltung entsprechend dem Bild 2.13b verwenden. Es ist auch möglich, an Stelle der Fototransistoren Fotowiderstände einzusetzen. Diese müssen aber relativ niederohmig sein. Damit die Schaltung sicher arbeitet, ist ein Hellwiderstand von kleiner als 500 Ω erforderlich.

2.3. Übergangsschaltungen zwischen TTL-Schaltkreisen und anderen Logikarten

Neben den in dieser Broschüre behandelten TTL-Bausteinen gibt es noch einige weitere Schaltkreisfamilien, z. B. RTL, DTL, ECL, MOS usw. Sollen Schaltkreise der eben genannten Familien mit TTL-Bausteinen zusammenarbeiten, so sind Koppelschaltungen notwendig, die für eine Anpassung der gegenseitigen, oft unterschiedlichen Kennwerte sorgen.

Diese Broschüre geht speziell auf Koppelschaltungen zwischen MOS- und TTL-Schaltkreisen ein. Das ist deswegen berechtigt, weil die Kopplung von TTL-Bauelementen mit Schaltkreisen aus RTL- oder DTL-Familien wegen der meist gleichen Polarität ihrer Speisespannungen relativ problemlos ist. Für den Übergang von TTL-Schaltkreisen auf DTL- oder RTL-Logikarten ist besonders der Baustein *D 126 C* geeignet. Das Bild 2.14 zeigt einige Möglichkeiten. Ebenso ist, wie das Bild 2.15 darstellt, ohne großen Aufwand ein Übergang von RTL- oder DTL-Bauelementen auf TTL-Schaltkreise zu verwirklichen. Da ECL-Schaltkreise vorerst noch nicht erhältlich sind und diese Bauelemente außerdem ganz spezielle Aufgaben mit besonders hoher Arbeitsgeschwindigkeit zu erfüllen haben, ist hier auf Koppelschaltungen zwischen ECL- und TTL-Bausteinen verzichtet worden.

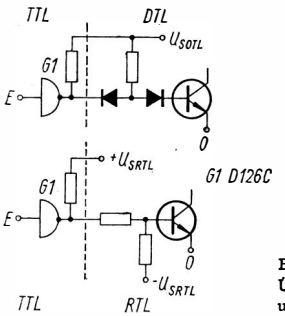


Bild 2.14
Übergangsschaltungen von TTL auf DTL und RTL

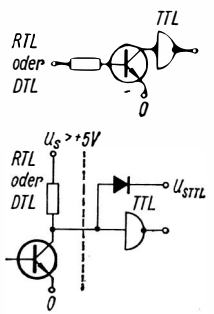


Bild 2.15
Übergangsschaltungen von DTL und RTL auf TTL

Tabelle 2.1 Zusammenstellung der wichtigsten Pegelwerte der TTL- und MOS-Schaltkreise

TTL	MOS
$U_L \leqq 0{,}4$ V	$-U_H \leqq 1$ V
$U_H \geqq 2{,}4$ V	$-U_L \geqq 10$ V

Für den Amateur sind besonders Übergangsschaltungen zwischen TTL- und MOS-Schaltkreisen wichtig. Beide Schaltkreisfamilien werden in der DDR produziert und sind auch erhältlich. Bei der Kopplung dieser zwei Schaltkreisfamilien muß man die in der Tabelle 2.1 angegebenen

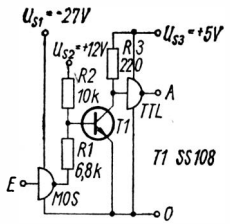


Bild 2.16
Übergangsschaltung von MOS-Logik (p-Kanal) auf TTL

wichtigsten Kennwerte beachten. Da die MOS-Schaltkreise mit einer relativ hohen und außerdem noch negativen Speisespannung arbeiten, ist das Koppeln erschwert. Am günstigsten sind deshalb aktive Koppelschaltungen, die npn- oder pnp-Transistoren als Koppelelemente benutzen. Der in Bild 2.16 gezeigte Stromlaufplan ist für den Übergang von MOS- auf TTL-Schaltkreise geeignet. Immer dann, wenn der Ausgang des MOS-Gatters auf L-Pegel (— 10 V) liegt, sperrt der Koppeltransistor T1. Der Eingang des TTL-Gatters führt H-Potential. Befindet sich dagegen der Ausgang des MOS-Gatters auf H-Pegel (— 1 V), so wird T1 über R2 in den leitenden Zustand gesteuert, und am Eingang des TTL-Schaltkreises liegt demzufolge L-Potential.
In ähnlich einfacher Weise ermöglicht ein pnp-Transistor den Übergang von TTL- auf MOS-Schaltkreise. Bild 2.17 stellt eine solche Kopplung dar. Der Transistor T1 sperrt, wenn der Ausgang des TTL-Gatters H-Pegel führt. Am Eingang der MOS-Schaltung liegt dann L-Potential von größer als — 10 V. Der Transistor T1 leitet, wenn am Ausgang des

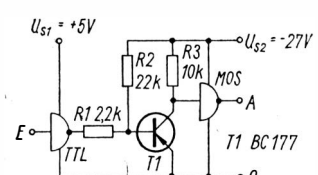


Bild 2.17 Übergangsschaltung von TTL auf MOS-Logik (p-Kanal)

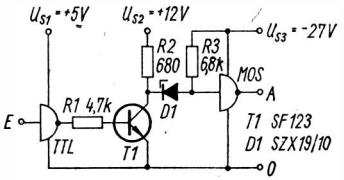


Bild 2.18 Übergangsschaltung von TTL auf MOS-Logik (p-Kanal)

TTL-Schaltkreises L-Pegel steht. Am Eingang des MOS-Gatters ist die Spannung dann wie gefordert kleiner als — 1 V. Nicht immer stehen die für die Übergangsschaltung nach Bild 2.17 notwendigen pnp-Siliziumtransistoren zur Verfügung. Es soll deshalb noch kurz die in Bild 2.18 gezeigte Koppelschaltung besprochen werden, die mit einem npn-Transistor auskommt. Bei H-Pegel am Ausgang des TTL-Gatters leitet T1. Die Katode der Z-Diode D1 liegt dann auf L-Potential, und am Eingang des MOS-Schaltkreises liegt eine Spannung von etwa — 10 V. Führt das TTL-Gatter an seinem Ausgang L-Potential, so sperrt der Transistor T1. Es fließt nun über R2, D1 und R3 ein Strom. Durch die Wahl der Widerstände ergeben sich über diesen solche Spannungsabfälle, daß am Eingang des MOS-Gatters eine Spannung von etwa — 0,5 V liegt.

3. Baugruppen für digitale Meßgeräte

Dieser Abschnitt beschreibt einige ausgewählte Baugruppen und Grundbausteine, die in digital arbeitenden Meßgeräten Verwendung finden.

3.1. Neuartiges flankengetriggertes Flip-Flop

Bereits im ersten Teil wurde ein einfaches flankengetriggertes Flip-Flop beschrieben, das zur binären Frequenzteilung und für den Aufbau von Zählschaltungen oder Frequenzteilern mit beliebigem Zählumfang bzw. Teilverhältnis verwendet werden konnte. Für die gleichen Aufgaben ist auch das im folgenden beschriebene flankengetriggerte Flip-Flop geeignet. Gegenüber der im Teil 1 beschriebenen Ausführung bringt jedoch die neue Lösung einige Vorteile. Das in Bild 3.1 dargestellte flankengetriggerte Flip-Flop ist dem im Teil 1 (Bild 5.4) vorgestellten sehr ähnlich. Ebenso wie dieses besteht es im wesentlichen aus einem einfachen, mit zwei Gattern realisierten RS-Flip-Flop. Die sonst mit R und S bezeichneten Eingänge sind mit den Bauelementen R1, R2, D1 und D2 so beschaltet, daß das Flip-Flop mit jeder von H- auf L-Pegel fallenden Flanke des Taktimpulses an T seine Ausgangslage wechselt. Die Diode D3 ist zunächst nicht beachtet. Bevor die Wirkungs-

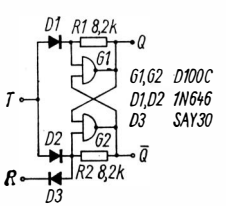


Bild 3.1
Flankengetriggertes Flip-Flop mit Diodentriggerung

weise des Flip-Flops näher beschrieben wird, sei der Hinweis gegeben, daß die Schaltung in Bild 4.1 ebenfalls flankengetriggerte Flip-Flops entsprechend Bild 5.4 des Teils 1 verwendet. Der Leser kann also entsprechend vergleichen. Einziger Unterschied zwischen den Flip-Flops in Bild 3.1 und Bild 4.1 ist der Ersatz der zum Triggern benutzten Kondensatoren durch Dioden.

Das flankengetriggerte Flip-Flop entsprechend dem Bild 4.1 hat wegen der differenzierend wirkenden Triggerkondensatoren einige Nachteile. Diese beeinträchtigen die Funktionsweise im allgemeinen nicht, das wurde im Teil 1 ausdrücklich gesagt. Im einzelnen waren es folgende nachteilige Eigenschaften: Bedingt durch die gewählte Triggerung treten an den für diesen Zweck benutzten Gattereingängen positive und negative Überspannungen auf. Der Energiegehalt dieser Spannungsspitzen ist aber wegen der relativ kleinen Triggerkondensatoren so gering, daß eine Schädigung der Gatter nicht beobachtet wurde. Die positive Spannungsspitze entsteht immer an dem zum Triggern benutzten Eingang eines Gatters, dessen Ausgang sich zum Zeitpunkt des Taktimpulssprungs von L- auf H-Potential auf H-Pegel befindet. Bei unbelasteten Ausgängen übertragen die Vorbereitungswiderstände die positive Überspannung auch auf die entsprechenden Ausgänge. Nur mit den Widerständen R3 und R4 konnte dieser Effekt bei den Flip-Flops des Bildes 4.1 unterdrückt werden. In Teil 1 wurden die eben nur kurz erwähnten Eigenschaften ausführlich dargestellt, der interessierte Leser findet dort weitere Informationen.

Die genannten nachteiligen Eigenschaften vermeidet das in Bild 3.1 dargestellte flankengetriggerte Flip-Flop weitgehend. Auf Grund der anders gearteten Wirkungsweise können negative und positive Überspannungen nicht auftreten. Grundsätzliche Aufgabe der Triggerkondensatoren ist, daß sie in der Zeit, in der sich der Takteingang auf H-Potential befindet, den Zustand in sich einspeichern, den das Flip-Flop während des positiven Taktimpulses einnimmt. Mit und nach der von H- auf L-Pegel fallenden

Taktflanke müssen die Triggerkondensatoren die gespeicherten Werte an die zum Triggern verwendeten Gattereingänge legen, so daß daraufhin das Flip-Flop seine Ausgangslage ändert. Auch die Dioden D1 und D2 des Flip-Flops in Bild 3.1 müssen diese Aufgabe erfüllen, wenn die Schaltung als Binärteiler arbeiten soll.

Zur Erläuterung der Arbeitsweise sei angenommen, daß sich der Ausgang Q auf H-Potential und der Ausgang $\overline{Q}$ sich demzufolge auf L-Pegel befindet. Weiterhin soll H-Potential am Takteingang anliegen. In dieser Lage fließt durch die jetzt in Durchlaßrichtung betriebene Diode D2 ein Flußstrom. Da sowohl die Anode als auch die Katode von D1 das gleiche Potential haben, ist diese Diode stromlos. Springt nun der Pegel am Takteingang von H auf L, so schaltet die Diode D2 nicht sofort, wie das eigentlich zu erwarten wäre, in Sperrichtung um. Diese Eigenschaft ist für die meisten Diodenarten typisch und mehr oder weniger ausgeprägt vorhanden. Bis auf wenige Ausnahmen (z. B. Schottkydiode) benötigen alle Dioden eine gewisse, wenn auch meist sehr kurze Zeit, man nennt sie Speicher- oder auch Sperrverzögerungszeit, ehe sie nach einem Betrieb in Durchlaßrichtung und nachfolgendem Umschalten in Sperrichtung ihre volle Sperreigenschaft wiedererlangen. Dieses Verhalten läßt sich mit der Zeitdauer begründen, die notwendig ist, um die während der Flußphase in den Bereich der Sperrschicht eingedrungenen Minoritätsträger aus der Sperrschicht auszuräumen [1]. Wenn die Diode D2 aus den oben genannten Gründen nicht sofort sperrt, legt sie praktisch den mit ihrer Katode verbundenen Gattereingang des Gatters G2 auf L-Pegel. Dadurch schaltet aber das Flip-Flop sofort in seine zweite Lage um, weil die Diode D1 bereits sperrt. Bei dieser ist keine Sperrverzögerungszeit wirksam, da durch D1 kein Strom geflossen war. Das Flip-Flop führt nun am Ausgang $\overline{Q}$ H-Pegel und an Ausgang Q L-Potential. Jetzt fließt durch D1 ein Flußstrom, wenn der Taktpegel wieder H beträgt. Mit der nächsten fallenden Taktflanke schaltet deshalb das Flip-Flop in die ursprüng-

lich angenommene Lage zurück usw. Für eine einwandfreie Funktion des beschriebenen Flip-Flops muß gesichert sein, daß die Zeit, in der die Dioden nach deren Betrieb in Flußrichtung noch ausreichend niederohmig sind, um den mit ihrer Katode verbundenen Gattereingang auf L-Pegel zu legen, länger ist als die zum Umschalten des Flip-Flops benötigte Zeit von etwa 20 ns bis 30 ns. Von den Diodenherstellern werden im allgemeinen zwar Angaben über die Speicherzeit gemacht. Diese Daten sind aber für den vorliegenden Anwendungsfall nur als Orientierungshilfen verwendbar, weil sich die Herstellerangaben zumeist auf wesentlich größere Flußströme und auch höhere Sperrspannungen beziehen. Versuche des Autors ergaben, daß sich Silizium-Flächendioden wie *1 N 646, BA 102, BA 147, OA 900* usw. für die beschriebene Schaltung gut eignen. Besonders günstig sind solche Flächendioden, die eine relativ geringe Sperrschichtkapazität aufweisen, z. B. der Typ *BAY 67*. Auch Germaniumdioden wie die Typen *GA 106* und *GA 107* erwiesen sich als brauchbar. Geeignet waren auch als Dioden benutzte Basis-Emitterstrecken von Epitaxie-Planar-Transistoren. Schnelle Planardioden, z. B. *SAY 11, SAY 12*, sollte man nicht benutzen. Die Speicherzeit dieser Dioden beträgt nur wenige Nanosekunden, so daß sie deshalb die ihnen zugedachte Aufgabe nicht erfüllen können. Aus dieser Aufzählung ist zu erkennen, daß eigene Versuche mit vorhandenen Bauelementen notwendig werden. Für diese sind die Oszillogrammaufnahmen (Bild 3.2 und Bild 3.3) sehr nützlich. Im unteren Oszillogramm des Bildes 3.2 ist deutlich zu erkennen, wie durch die Speicherzeit der Diode der mit ihrer Katode verbundene Gattereingang kurzzeitig auf L-Pegel geht.

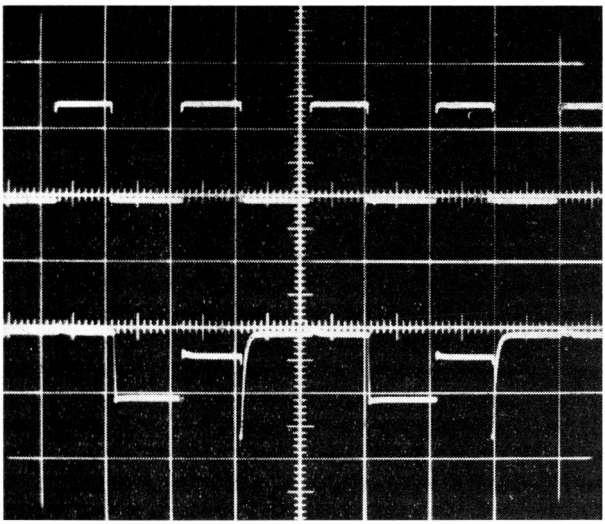


Bild 3.2 Oszillogramme zu Bild 3.1. Oben: Taktimpulse an T; unten: Spannungsverlauf an der Katode von D1

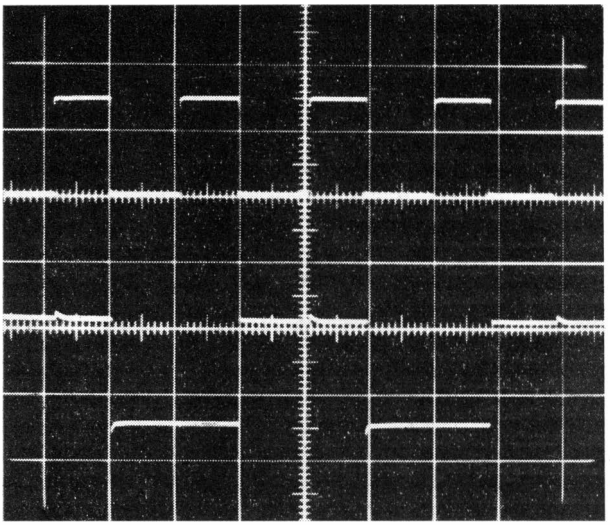


Bild 3.3 Oszillogramme zu Bild 3.1. Oben: Taktimpulse an T; unten: Ausgangsimpulse an Q

Für eine sichere Triggerung muß das flankengetriggerte Flip-Flop mit einem TTL-typischen Signal hoher Flankensteilheit getriggert werden. Taktfrequenzen, größer als 10 MHz, sind erreicht worden. Will man das beschriebene Flip-Flop in Zählschaltungen einsetzen, so ist oft eine Rückstellmöglichkeit notwendig. Diese Aufgabe erfüllt die am Triggereingang von G2 angeschlossene Diode D3. Gelangt deren bei Zählbetrieb auf H-Pegel liegende Katode kurzzeitig auf Massepotential, so wird dadurch das Flip-Flop gestellt. Am Ausgang $\overline{Q}$ liegt danach H-Pegel. Diese einfache Rückstelleinrichtung hat den Nachteil, daß bei dem Rückstellvorgang der dafür verwendete Gattereingang nicht exakt auf L-Pegel, sondern auf einem Potential von etwa 0,6 V liegt. Dafür ist aber für G2 kein Gatter mit drei Eingängen notwendig. Innerhalb einer Zählschaltung aus mehreren Flip-Flops sind oft Rückführungen erforderlich. Für diese ist dann immer ein getrennter Gattereingang,

den man entsprechend Bild 3.1 mit einem Widerstand und einer Diode beschaltet, erforderlich. Geeignete Bausteine für solche Flip-Flops sind die Typen *D 110 C* und *D 120 C*.

3.2. Ringzähler mit flankengetriggerten Flip-Flops

Ringzähler sind spezielle Zählschaltungen, deren Zählumfang gleich der Zahl der eingesetzten Flip-Flops ist. Bei der Nullstellung wird ein Flip-Flop des Ringzählers an seinem Ausgang z. B. auf H-Pegel gesetzt. Jeder danach eintreffende Taktimpuls schiebt diesen Pegel einen Flip-Flop weiter. Nach n Taktimpulsen (n gleich Zahl der Flip-Flops) haben alle Flip-Flops wieder ihre Ausgangslage erreicht. Ringzähler haben den besonderen Vorteil, daß keine zusätzliche Dekodierung notwendig ist. Der jeweilige Zählerstand läßt sich sofort an den einzelnen Flip-Flop-Ausgängen entnehmen. Außerdem weist der Ringzähler nur eine minimale Verzögerung zwischen dem Eintreffen des Taktimpulses und der Ergebnisausgabe auf. Nachteilig ist bei dieser Zählschaltung besonders der relativ große Aufwand an Flip-Flops. Das ist auch der Grund, warum der Ringzähler selten in Zählschaltungen mit großem Zählumfang eingesetzt ist. Ein breites Anwendungsgebiet in der Amateurtechnik hat der Ringzähler bei Dekodieraufgaben in digital arbeitenden Proportionalfernsteueranlagen gefunden. Die obere Grenze des dort erforderlichen Zählumfangs liegt bei etwa 7 bis 8. Der in Bild 3.4 dargestellte dreistufige Ringzähler soll dessen Arbeitsweise näher erläutern. Dieser Ringzähler besteht aus drei flankengetriggerten Flip-Flops entsprechend dem Bild 3.1. Wesentlicher Unterschied ist, daß die Vorbereitungswiderstände immer über Kreuz mit den Ausgängen des vorhergehenden Flip-Flops verbunden wurden. Deshalb bestimmt das vorhergehende Flip-Flop, wie das ihm folgende mit dem nächsten Taktimpuls schalten soll.

Vor dem ersten Taktimpuls muß der Ringzähler mit L-Pegel an der Rückstelleitung R in seine Ausgangslage ge-

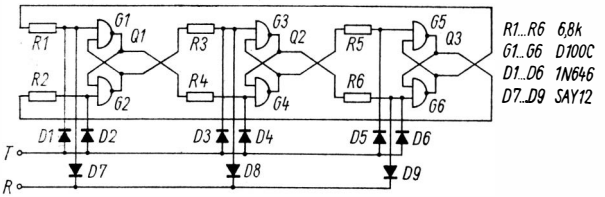


Bild 3.4 Dreistufiger Ringzähler

bracht werden. Dabei springen die Ausgänge Q1 und Q2 auf H-Potential, und der Ausgang Q3 nimmt L-Pegel ein. Befindet sich zunächst der Takteingang noch auf H-Potential, so fließt durch die Dioden D2, D3 und D5 ein Flußstrom. Nach der von H- auf L-Pegel fallenden Taktflanke gelangen deshalb die Eingänge der Gatter G2, G3 und G5 für kurze Zeit auf L-Pegel. Dadurch schaltet der Ausgang von Q1 auf L- und der Ausgang von G5 auf H-Potential. Das Flip-Flop aus den Gattern G3 und G4 schaltet bei diesem Takt nicht. Der L-Pegel wurde also vom Ausgang Q3 auf den Ausgang Q1 weitergeschoben. Liegt jetzt der Takt wieder auf H-Pegel, so fließt durch die Dioden D4, D5 und D1 ein Strom. Nach der nächsten negativ gerichteten Taktflanke werden sich also die mit den Katoden dieser Dioden verbundenen Gattereingänge auf L-Potential befinden. Folglich schaltet deshalb der Ausgang Q2 auf L- und die beiden restlichen Ausgänge schalten auf H-Pegel. Jetzt leiten die Dioden D3, D6 und D1 bei H-Pegel am Takteingang. Mit dem nächsten Sprung des Taktimpulses von H- in Richtung L-Potential nimmt der Ringzähler wieder seine oben angegebene Ausgangslage ein. Damit ist der dreistufige Zählvorgang beendet. Die Oszillogrammaufnahme des Bildes 3.5 zeigt die Impulsformen an zwei Punkten des beschriebenen Ringzählers.

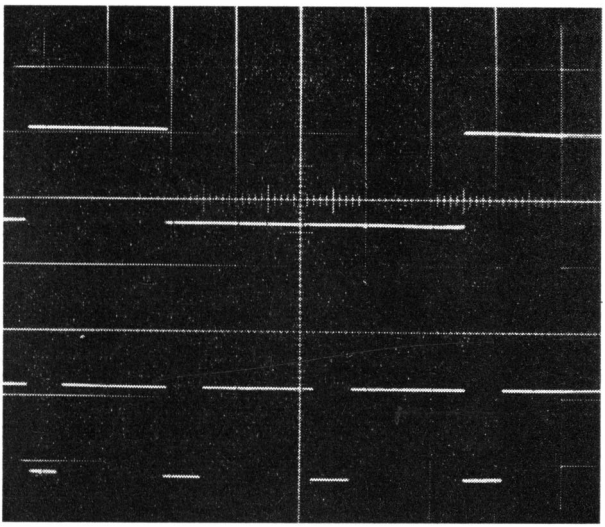


Bild 3.5 Oszillogramme zu Bild 3.4. Oben: Taktimpulse an T; unten: Impulse am Ausgang von G5

Die oben angegebene Nullstellung vor dem Beginn des Einzählvorgangs kann auch automatisch mit dem Anlegen der Speisespannung erfolgen. Dazu wird der Eingang R über einen Kondensator von etwa 10 µF mit dem Massepotential verbunden. Gleichzeitig legt man den Eingang über einen Widerstand von etwa 4,7 kΩ an die Speisespannung. Bei deren Einschalten ist der Kondensator zunächst nicht geladen und stellt deshalb den Zähler. Nach kurzer Zeit lädt sich der Kondensator über den Widerstand auf die Speisespannung auf. Der Rückstelleingang führt dann H-Potential, und das Zählen darf beginnen.

3.3. 4-bit-Speicher

Digitale Meßgeräte zählen meist über einen festgelegten Zeitraum Impulse, die danach eine Ziffernanzeigeeinheit darstellt. Dieser Vorgang wiederholt sich in bestimmten Abständen, um Änderungen des Meßwertes zu erfassen. Soll während der neuen Messung die Anzeige des zuvor ermittelten Wertes nicht unterbrochen werden, so muß ein Speicher diesen vorhergehenden Meßwert so lange halten, bis ein neuer Meßwert vom Zähler vorliegt. Diese Betriebsweise von Digitalmeßgeräten ermöglicht eine ruhige Meßwertanzeige, die sich nur ändert, wenn die Zählschaltung eine Abweichung registriert. Um den Aufwand in den Speichern möglichst gering zu halten, sind diese meist zwischen den im binär-dezimal-Code arbeitenden Zählern und den Dezimaldekodern geschaltet. Man braucht dann je Dezimalstelle nur 4 bit zu speichern.

Für die vorgenannte Aufgabe ist der im Teil 1 beschriebene D-Flip-Flop gut geeignet. Dieser hat den Vorteil, daß zum Umspeichern nur ein Taktimpuls erforderlich ist. Dafür sind aber je Speicherplatz vier Nand-Gatter notwendig. Bild 3.6 zeigt einen 4-bit-Speicher, der je Speicherplatz nur drei Gatter erfordert. Dafür benötigt dieser Speicher allerdings eine etwas andere Ansteuerung mit zwei nacheinanderfolgenden Taktimpulsen. Wenn jedoch Speicher für mehrere Stellen in einem digitalen Meßgerät notwendig sind, ist es vorteilhaft, die Gatterzahl zu verringern, da die für den Umspeichervorgang notwendigen Taktimpulse nur einmal erforderlich sind und sich außerdem recht einfach vom zentralen Steuerteil bereitstellen lassen.

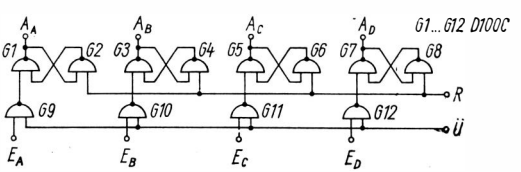


Bild 3.6 4-bit-Speicher

Die Arbeitsweise der Schaltung des Bildes 3.6 ist schnell beschrieben. Während der Zähler zählt, befindet sich der Eingang Ü auf L-Potential. Die Gatter G9 bis G12 führen also an ihren Ausgängen H-Pegel, und die vier Speicher-Flip-Flops sind vom Zähler abgetrennt. Vor dem eigentlichen Einspeichern eines neuen Wertes legt ein kurzer Impuls den sich sonst auf H-Pegel befindenden Eingang R auf L-Potential. Dadurch erscheint bis zu dem Einspeichern der neuen Werte an den Ausgängen A_A bis A_D L-Pegel. Wenn anschließend der Eingang Ü kurzzeitig H-Pegel erhält, übernehmen die Speicher-Flip-Flops die an den Eingängen E_A und E_D liegenden Signale aus dem Zähler.

3.4. Einfache Triggerschaltung für Impulszähler

Die Eingangssignale für Impulszähler müssen geeignete Triggerschaltungen in ein TTL-Signal umformen, da die in diesen Geräten vorhandenen Zählschaltungen nur rechteckförmige Spannungen verarbeiten. Neben dieser Umwandlung sollen die Triggerschaltungen auch sichern, daß die Meßsignalquellen möglichst gering belastet werden. Weiterhin ist eine Triggerpegeleinstellung notwendig, um damit den für die jeweiligen Signale günstigsten Arbeitspunkt des Triggers festzulegen. Die genannten vielfältigen Aufgaben können nur spezielle Triggerschaltungen erfüllen. Im folgenden ist eine solche beschrieben, die sich für Impulsfolgefrequenzen von wenigen Hertz bis etwa 10 MHz eignet. Der Eingangswiderstand dieses Triggers betrug bei Niederfrequenz etwa 80 kΩ. Ein Triggerpegelpotentiometer erlaubt einen in weiten Grenzen veränderlichen Einschaltpegel. Maximal können Eingangssignale mit einer Amplitude von $U_{ss} = 4\,V$ verarbeitet werden. Bei größeren Eingangsspannungen muß dem Trigger ein frequenzkompensierter Spannungsteiler vorgeschaltet sein. Der in Bild 3.7 dargestellte Trigger besteht aus zwei Schaltungseinheiten. Die Transistoren T1 und T2 bilden einen komplementären Emitterfolger. Dieser ermöglicht eine

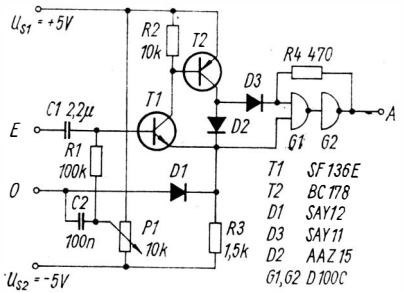


Bild 3.7 Einfacher Trigger für Impulszähler

Spannungsverstärkung von etwa 1 und sorgt für eine Anpassung des hochohmigen Eingangs an den niederohmigen Eingangswiderstand des Triggers. Letzterer besteht aus den beiden Gattern G1 und G2 sowie den Bauelementen D3 und R4. Zur Erläuterung der Funktionsweise sei angenommen, daß an der Basis von T1 ein negatives Signal anliegt, das in positiver Richtung ansteigt. Solange die Spannung an der Basis des Transistors T1 negativer als etwa 0,7 V ist, sperren die Transistoren T1 und T2. Die Diode D1 leitet und begrenzt die negative Spannung an dem mit dem Emitter von T1 verbundenen Gattereingang des Gatters G1 auf noch zulässige — 0,7 V. Der Trigger ist ausgeschaltet, weil beide Gattereingänge von G1 auf L-Pegel liegen. Steigt jetzt die Spannung an der Basis von T1 in positiver Richtung, so wird ab einer Eingangsspannung von etwa + 0,5 V auch die Spannung am Emitter von T1 folgen. Erreicht die Spannung an diesem Punkt die Umschaltspannung des Gatters G1, so liest der mit dem Emitter von T1 verbundene Gattereingang H-Pegel. Der Trigger schaltet aber noch nicht um, weil der mit der Katode von D3 verbundene Gattereingang des Gatters G1 immer noch durch den für diesen Zweck ausreichenden niederohmigen Widerstand R4 eine Eingangsspannung führt, die kleiner als die Umschaltspannung ist. Erst wenn die Span-

nung so weit ansteigt, daß die Spannung am Emitter von T1 etwa gleich der Summe aus der Umschaltspannung des Gatters G1 und der Differenz der Flußspannungen der Dioden D3 und D2 ist, schaltet der Trigger ein. Der Ausgang A springt dabei von L- auf H-Potential. Die positive Rückkopplung mit R4 unterstützt diesen Umschaltvorgang. Auf die Basis von T1 bezogen, gilt für die Einschaltspannung die Näherungsbeziehung:

$$U_{ein} = U_{BET1} + U_{UG1} + U_{FD3} + U_{FD2}. \qquad (7)$$

Der Trigger schaltet zurück, wenn die Spannung am Emitter von T1 wieder auf den Wert der Umschaltspannung abgesunken ist. Daraus ergibt sich für die Ausschaltspannung:

$$U_{aus} = U_{BET1} + U_{UG1}. \qquad (8)$$

Die Differenz aus Einschaltspannung minus Ausschaltspannung ist gleich der Hysterese des Triggers:

$$U_{hys} = U_{FD3} - U_{FD2}. \qquad (9)$$

Die Hysterese und damit die Empfindlichkeit der beschriebenen Triggerschaltung hängen entsprechend der Gleichung (9) von der Differenz der Flußspannungen der Dioden D3 und D2 ab. Für D2 muß dabei immer die Diode mit niedriger Flußspannung verwendet werden. Die typische Flußspannungsdifferenz zwischen Germanium- und Silizium-Dioden liegt bei etwa 0,3 V. Dieser Wert wurde auch bei dem aufgebauten Muster für die Hysterese ermittelt. Erhöht man den Kollektorstrom von T2 (R3 verkleinern), so läßt sich wegen der meist relativ geringen Steilheit der Flußkennlinie von Germanium-Dioden die Hysterese noch verringern. Bei einem größeren Stromfluß durch die Diode D2 steigt nämlich die Flußspannung über dieser Diode an. Es sei aber darauf hingewiesen, daß Hysteresewerte, die kleiner als 0,2 V sind, zu einem unstabilen Arbeiten (Schwingungen) des Triggers führen können.

3.5. Einfache Zeitbasis für digitale Meßgeräte mit maximal drei Stellen

Bei digital arbeitenden Meßgeräten ist häufig der anzuzeigende Meßwert einer Impulsfrequenz proportional. Um diese zu messen, werden die Impulse einer Torschaltung zugeleitet, die für eine genau festgelegte Zeit dafür sorgt, daß die Impulse in den vorher auf Null gestellten Zähler einlaufen. Nach Abschluß der Toröffnungszeit ist der dann angezeigte Zählerstand dem Meßwert proportional. Beträgt die Öffnungszeit des Tores z. B. 1 s, so zeigt der Zähler die Impulsfrequenz in Hertz an. Im allgemeinen ist die auch Zeitbasis genannte Toröffnungszeit von einem Quarzoszillator abgeleitet. Diese Methode garantiert eine sehr gute Stabilität der Zeitbasis. Leider ist die schaltungstechnische Realisierung einer quarzgesteuerten Zeitbasis wegen der oft recht hohen Quarzfrequenzen aufwendig. Es müssen dabei meist mehrere dekadische Frequenzteiler eingesetzt sein, um z. B. eine Toröffnungszeit von 1 s zu erhal-

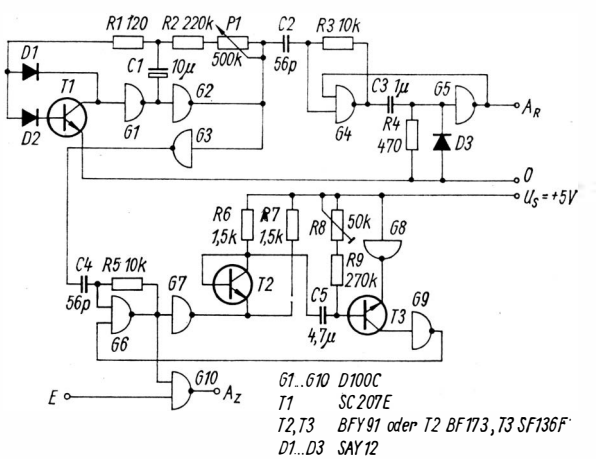


Bild 3.8 Einfache Zeitbasis

ten. Für digitale Meßgeräte mit nicht zu großem Zählumfang soll deshalb hier ein Zeitbasisgenerator angegeben werden, der nicht quarzgesteuert ist.

Die Öffnungszeit des Tores bestimmt bei dem Stromlaufplan in Bild 3.8 die gegenüber Änderungen der Temperatur und der Speisespannung stabilisierte Kippzeit eines monostabilen Multivibrators. Zunächst sei kurz die Funktion der Gesamtschaltung näher erläutert. Ein frei schwingender Taktgenerator (G1, G2) und T1 erzeugen am Ausgang von G2 schmale, negativ gerichtete Taktimpulse mit einer Breite von 50 ms, deren Abstand mit dem Potentiometer P1 von 2 s bis 6,5 s verändert werden kann. Die Dioden D1 und D2 verhindern eine Sättigung des Transistors T1 während der Aufladung des taktfrequenzbestimmenden Tantalkondensators C1. Die Wirkungsweise dieses Generators wurde im Teil 1, Abschnitt 7.2. ausführlich erläutert. Die Vorderflanke der negativ gerichteten Impulse am Ausgang von G2 triggern den monostabilen Multivibrator (G4 und G5). Er liefert nach dem Triggern für etwa 0,4 ms an seinem Ausgang A_R L-Pegel, der den Zähler auf Null stellt. Das Gatter G3 invertiert die Taktimpulse, so daß mit der Rückflanke der negativen Impulse am Ausgang von G2 über C4 der Zeitbasismonovibrator (G6 bis G9 und T2, T3) auslöst. Nach der Triggerung springt der Pegel am Ausgang des Gatters G6 von L- auf H-Potential. Damit können aber nun die an E liegenden Impulse das als Tor wirkende Gatter G10 passieren und in den Zähler eingezählt werden. Ist die Kippzeit des Zeitbasismonovibrators beendet, so schließt der Pegelsprung von H- auf L-Potential am Ausgang des Gatters G6 das Tor wieder. Nach Ablauf der mit P1 wählbaren Zeit bewirkt der folgende nächste Taktimpuls am Gatterausgang von G2 einen erneuten Ablauf der beschriebenen Vorgänge. Die Kippdauer des Zeitbasismonovibrators wurde auf 1 s festgelegt und ist für Eichzwecke mit dem Einstellregler R8 in Grenzen veränderlich.

Bevor auf die Maßnahmen zur Temperaturkompensation näher eingegangen wird, soll kurz die Arbeitsweise des

Zeitbasismonovibrators angegeben sein. Die negative Flanke des Taktimpulses am Ausgang von G3 legt den mit C4 verbundenen Gattereingang des Gatters G6 kurzzeitig auf L-Pegel. Dadurch schalten die Gatter G6, G7 um, und der vorher aufgeladene zeitbestimmende Kondensator C5 ist über den als Diode geschalteten Transistor T2 auf L-Pegel gelegt. Dadurch sperrt der vorher leitende Transistor T3, und der Ausgang von G9 schaltet auf L-Potential um. Da dieser Ausgang mit dem zweiten Eingang von G6 verbunden ist, verharrt die Schaltung so lange in diesem Zustand, bis C5 über die Widerstände R8 und R9 so weit umgeladen ist, daß T3 zu leiten beginnt. Der monostabile Multivibrator kippt dann wieder in seine Ruhelage zurück. Zur Temperaturkompensation dienen im wesentlichen zwei Maßnahmen: Für T2 und T3 ist ein Doppeltransistor verwendet worden. Dadurch kompensiert T2 die temperaturabhängige Basis-Emitterspannung von T3, an dessen Basis das Zeitglied angeschlossen ist. Stehen keine Doppeltransistoren zur Verfügung, so kann man auch einzelne Transistoren im Metallgehäuse benutzen, die mit einer Kühlschelle verbunden sind. Dabei darf aber bei einem Transistor, z. B. T2, der Kollektor nicht mit dem Gehäuse verbunden sein. Das ist bei manchen Transistoren, z. B. *BF 173* oder *BF 167*, der Fall. Weiterhin liegt der Emitter von T3 nicht direkt auf Massepotential, sondern am Ausgang des eingangsseitig ständig auf H-Pegel liegenden Gatters G8. Dieses Gatter kompensiert deshalb die Temperaturdrift des L-Pegels von G7. Durch die angeführten Maßnahmen wurde erreicht, daß die von den aktiven Bauelementen verursachte Temperaturabhängigkeit der Kippzeit in der Größenordnung von 0,01 %/K liegt. Da sich C5 über R6 auflädt, wurde die Kippzeit des Zeitbasismonovibrators von der Speisespannung weitgehend unabhängig.

Für die Kippzeit gilt die Gleichung:

$$t = (R8 + R9) \cdot C5 \cdot \ln \frac{2\,U_S - U_{BET2} - U_{BET3} - U_{OLG7} - U_{OLG8}}{U_S - U_{BET3} - U_{OLG8}} \qquad (10)$$

Nimmt man berechtigterweise an, daß $U_{BET2} = U_{BET3}$ und $U_{OLG7} = U_{OLG8}$ ist, so folgt aus der Gleichung (10):

$$t = (R8 + R9) \cdot C5 \cdot \ln 2\,. \qquad (11)$$

Da die eben genannten Näherungen auch die Driften einschließen, ist auch daran die gute Temperaturstabilität der beschriebenen Schaltung erkenntlich. Es muß natürlich darauf geachtet werden, daß die Bauelemente R8, R9 und C5 ebenfalls nur eine geringe Temperaturabhängigkeit aufweisen. R8 und R9 sollten deshalb möglichst Metallschicht-

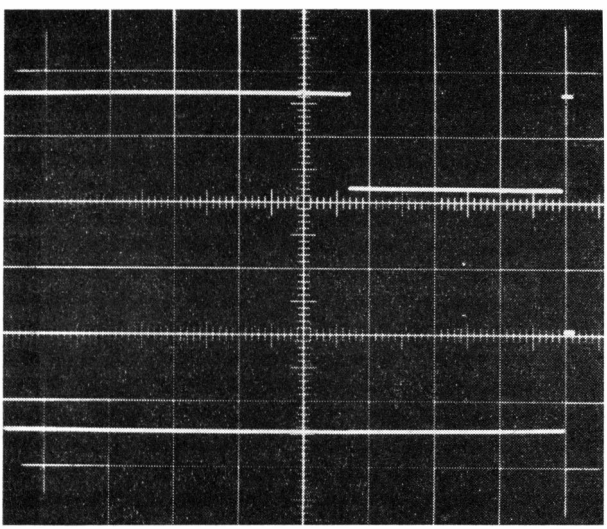


Bild 3.9 Oszillogramme zu Bild 3.8. Oben: Impuls am Ausgang von G2; unten: Impuls am Ausgang von G6

widerstände sein. C5 muß ein MKC-Kondensator sein. Er läßt sich gegebenenfalls auch aus mehreren kleineren Werten zusammensetzen. Das Bild 3.9 zeigt die Impulse an zwei Punkten der beschriebenen Schaltung.

3.6. Analog-Digitalumsetzer nach dem Sägezahnverfahren

Um Spannungen digital zu messen und anzuzeigen, müssen diese mit geeigneten Umsetzern in digital verarbeitbare Signale umgewandelt werden. Die bekanntesten Möglichkeiten dafür sind: Spannungs-Frequenzumsetzer, das Doppelintegrationsverfahren und das Sägezahnverfahren. Allen genannten Verfahren ist gemeinsam, daß sie die anliegende Gleichspannung entweder in eine ihr proportionale Frequenz oder wie die beiden zuletzt genannten Möglichkeiten in eine dem Gleichspannungswert entsprechende Zeitdauer umwandeln. Frequenz oder Zeitdauer lassen sich relativ einfach von digitalen Meßgeräten bestimmen.
Ein Umsetzer nach dem Sägezahnverfahren bereitet relativ wenig Probleme. Dieser Typ ermöglicht vor allem auf recht einfache Weise, positive und negative Eingangsgleichspannungen zu verarbeiten, wobei auch deren Polarität angezeigt wird. Aus diesem Grund ist im folgenden ein einfacher Analog-Digitalwandler nach diesem Verfahren näher beschrieben. Die erprobte Schaltung hat einen Eingangswiderstand von 22 kΩ und einen Grundmeßbereich von $\pm$ 2 V. Die Auflösung beträgt 10 mV, d. h., auf dem anschließenden Zähler erscheint bei einer Eingangsspannung von 2 V die Anzeige 2,00 V. Nähere Hinweise zu dem Sägezahnverfahren findet man in [2]. Hier sei nur gesagt, daß die Zeit gemessen wird, die eine zeitlinear ansteigende Spannung von Null bis zum Erreichen des Meßwertes benötigt. Weitere Erläuterungen sind der nachstehenden Beschreibung der in Bild 3.10 dargestellten Umsetzerschaltung zu entnehmen. Diese besteht im wesentlichen aus dem Eingangsimpedanzwandler mit den Transistoren T1 und T2,

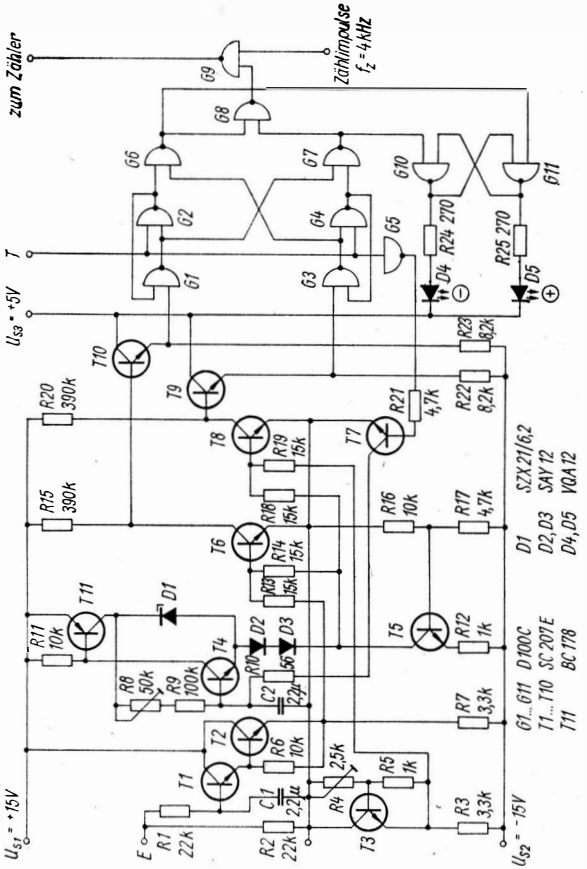


Bild 3.10 Stromlaufplan des Analog-Digitalumsetzers

die in Kollektorschaltung arbeiten, so daß ihre Verstärkung etwas unter 1 liegt. Die Stromverstärkung von T1 ist so groß, daß der Basisstrom dieses Transistors nur 300 nA beträgt. Der dadurch über den Widerständen R1 und R2 hervorgerufene Spannungsabfall ist etwa 13 mV. Die bei

Kurzschluß des Eingangs dadurch am Emitter von T2 wirksame Spannungsänderung ist dann etwa 6,5 mV und damit kleiner als die Auflösung des Umsetzers. Den Vergleichssägezahn erzeugt ein fremdgetriggerter Bootstrapsägezahngenerator (T4, T5, T7 und T11). Die Transistoren T6 und T10 sowie T8 und T9 arbeiten jeweils als Kompensatoren (Spannungsvergleicher), deren Ausgangssignale zwei RS-Flip-Flops (G1, G2 bzw. G3, G4) steuern. Diesen folgt eine logische Auswerteschaltung mit den Gattern G6 und G11.

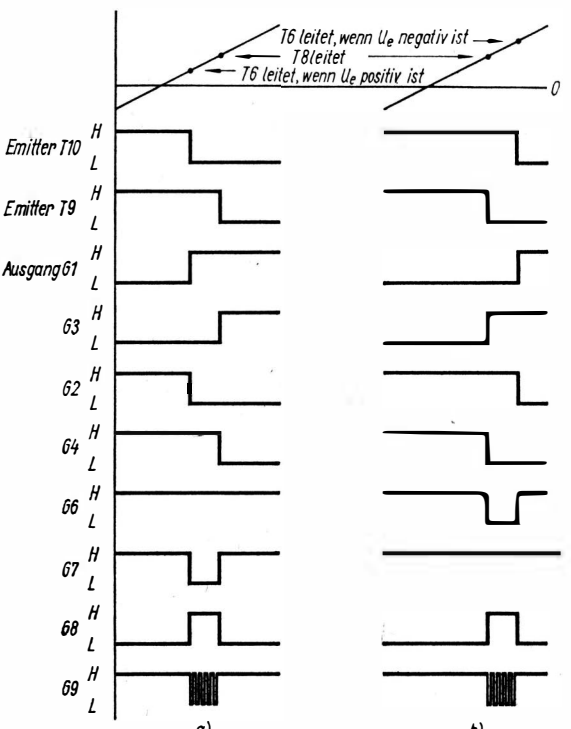


Bild 3.11 Impulsplan zu Bild 3.10

Bei der Beschreibung der Arbeitsweise des Umsetzers soll davon ausgegangen werden, daß sich dieser vor einer neuen Messung befindet und eine positive Eingangsspannung von etwa 1 V anliegt. Auch auf den Impulsplan (Bild 3.11) sei hingewiesen. Dort sind die wichtigsten logischen Spannungspegel der Schaltung eingetragen. Der Umsetzer startet mit einem L-Pegel führenden Taktimpuls am Takteingang T. Dieser Taktimpuls setzt die beiden RS-Flip-Flops so, daß die Ausgänge der Gatter G2 und G4 H-Pegel einnehmen. Die Ausgänge G1 und G2 nehmen L-Potential ein. Gleichzeitig liegt der Ausgang von G5 während des Taktimpulses auf H-Pegel. Dadurch erhält der Entladetransistor des Sägezahngenerators Basisstrom, und der Kondensator C2 entlädt sich über den Schutzwiderstand R10 sowie die Kollektor-Emitterstrecke von T7. Die Basis von T4 liegt, nachdem der Kondensator C2 entladen ist, auf Massepotential. Die Basis-Emitterspannung von T4 sowie die Dioden D2 und D3 sorgen für eine Pegelverschiebung. Die Spannung an der Katode von D3 beträgt deshalb etwa $-1{,}8$ V. Bei einem solchen Spannungswert am Ausgang des Sägezahngenerators sperren die beiden als Komperatoren wirkenden Transistoren T6 und T8. Ihre Kollektorspannung kann aber nicht bis auf $+15$ V ansteigen, weil die Kollektoren der den Transistoren T6 und T8 folgenden Impedanzwandler T9 und T10 mit der 5-V-Speisespannung der TTL-Schaltkreise verbunden sind. Die Kollektor-Basisdioden von T9 und T10 begrenzen deshalb die Kollektor-Emitterspannung der Komperatortransistoren auf maximal 5,5 V, so daß die Eingangsspannung der Gatter G1 und G3, die mit den Emittoren der Transistoren T9 und T10 verbunden sind, 5 V nicht übersteigt. Die Auswertelogik sorgt dafür, daß das Gatter G9 gesperrt ist und damit keine Impulse zum Zähler, der mit dem oben genannten Taktimpuls auf Null gestellt wurde, gelangen.
Nach dem Ende des Taktimpulses (seine Dauer muß etwa 1 ms betragen, damit C2 mit Sicherheit vollständig entladen ist) sperrt der Transistor T7 wieder. Der Kondensator C2 lädt sich nun zeitlinear auf. Das ist deshalb mög-

lich, weil durch die Ladewiderstände R8 und R9 ein weitgehend konstanter Strom fließt. Steigt die Spannung über dem Kondensator C2 in positiver Richtung an, so folgt die Emitterspannung des Transistors T4 diesem Anstieg. Die Z-Diode D1 verschiebt den Pegel in positiver Richtung um etwa + 6 V. Deshalb wächst auch die Spannung an der Katode von D1 in positiver Richtung an, wenn die Spannung über dem Kondensator C2 ansteigt. Der Spannungsabfall über den Widerständen R8 und R9 ist also, während sich C2 lädt, konstant, und der Ladestrom für C2 ändert sich deshalb ebenfalls nicht. Das bedeutet aber eine zeitlineare Aufladung von C2. Die Transistoren T4 und T11 bilden zusammen eine komplementäre Folgerschaltung mit einer Spannungsverstärkung von 1. Der Emitterwiderstand dieser Folgerschaltung wurde durch eine Stromquelle ersetzt. Diese sorgt einmal für einen großen Arbeitsbereich des Sägezahngenerators, zum anderen bewirkt sie, daß sich der Strom durch die Z-Diode D1 während der Aufladung nur unwesentlich ändert. Dadurch ist eine gute Linearität der (an der Katode von D3 entnommenen) zeitlinear ansteigenden Spannung gewährleistet.

Zu dem Zeitpunkt, zu dem die Sägezahnspannung, von dem Pegel — 1,8 V ausgehend, bis auf 0 V gegenüber dem Massepotential angestiegen ist, leitet der Transistor T6. Seine Ausgangsspannung fällt wegen der hohen, durch den hochohmigen Lastwiderstand R15 erreichten Verstärkung sehr schnell in negativer Richtung ab, und das RS-Flip-Flop (G1, G2) wird in seine andere Lage gesetzt. Am Ausgang des mit den Gattern G6 bis G8 gebildeten Exklusiv-Oders erscheint deshalb H-Potential, und die am Eingang von G9 liegende, möglichst konstante Impulsfrequenz kann zum Zähler gelangen. Gleichzeitig sorgt der Spannungssprung von H- auf L-Pegel am Ausgang von G7 dafür, daß das Polaritäts-RS-Flip-Flop (G10, G11) gestellt wird und die mit + gekennzeichnete Lumineszenzdiode aufleuchtet. In diesem Schaltzustand verweilt der Umsetzer so lange, bis die inzwischen weiter angestiegene Sägezahnspannung den Transistor T8 in den leitenden Zustand

überführt. Als Folge schaltet nun das zweite RS-Flip-Flop (G3, G4) ebenfalls um, und der Pegel am Ausgang des Gatters G8 springt dadurch von H- auf L-Potential. Das Tor (G9) sperrt, und die Umsetzung ist beendet. Durch eine geeignete Wahl der Anstiegsgeschwindigkeit und der Frequenz der Zählimpulse entspricht der vom Zähler angezeigte Ziffernwert direkt dem Zahlenwert der Eingangsgleichspannung des Umsetzers. Liegen negative Eingangsspannungen vor, so ist der Ablauf der einzelnen Vorgänge sehr ähnlich. Hauptunterschied ist, daß zuerst der Komperator mit T8 und dann der mit T6 anspricht. Diese Eigenschaft wird bei der Polaritätsbestimmung ausgenutzt. Der Ablauf der einzelnen Vorgänge läßt sich leicht an Hand des Impulsplanes in Bild 3.11b verfolgen.

Bei dem beschriebenen Umsetzer sind einige Maßnahmen zur Temperaturkompensation vorgenommen worden. Die Drift der Ausgangsspannung des Eingangsimpedanzwandlers beträgt bei der gewählten Schaltung etwa 4,4 mV/K. Diese Drift wird mit dem Transistor T3 kompensiert, dessen Kollektor-Emitterspannung ebenfalls diesen Temperaturbeiwert aufweist. Die Transistoren T1 bis T3 sollten deshalb möglichst benachbart sein und mit einer gemeinsamen Kühlschelle verbunden werden. Gleiches gilt für die beiden als Komperatoren verwendeten Transistoren T6 und T8. Bei Temperaturänderungen wirken sich nicht die absoluten Beträge der Basis-Emitterspannungen von T6 und T8 auf die Genauigkeit aus, sondern nur Änderungen der Basis-Emitterspannungsdifferenz. Wichtig ist auch, daß der Spannungsabfall über den Ladewiderständen R8 und R9 von der Umgebungstemperatur weitgehend unabhängig ist. Eine entsprechend gewählte Z-Diode sichert diese Forderungen mit ausreichender Genauigkeit. Die Impulsfrequenz der Zählimpulse muß gegenüber Temperatureinflüssen stabil sein.

Will man eine andere Zählfrequenz als die angegebene verwenden, so ist die Anstiegszeit der Sägezahnspannung entsprechend einzustellen. Es gilt:

$$t = \frac{\Delta u_{C2} \cdot C2 \cdot (R8 + R9)}{U_{ZD1} - U_{BET4}}. \qquad (12)$$

Für die Zahl n der Impulse, die in der Zeit t während des Anstiegs der Sägezahnspannung um Δu_{C2} in den Zähler einlaufen, erhält man:

$$n = t \cdot f_z. \qquad (13)$$

In die Gleichungen (12) und (13) setzt man für Δu_{C2} und n die Endwerte des Grundmeßbereichs ein.

Der Abgleich des Umsetzers ist einfach. Zuerst wird der Eingang E nach Masse kurzgeschlossen und der Einstellregler R4 so eingestellt, daß in den Zähler keine Impulse einlaufen. Dann legt man an E eine bekannte positive Eingangsgleichspannung und gleicht mit dem Regler R8 die Anstiegsgeschwindigkeit des Sägezahngenerators so lange ab, bis der Zähler den entsprechenden Ziffernwert anzeigt. Eine Kontrolle des gesamten Meßbereichs überzeugt danach von der richtigen Funktion des Umsetzers.

Abschließend sei noch auf die in Bild 3.12 gezeigte, besonders einfache Eingangsstufe hingewiesen. Bei dieser kann der Kompensationstransistor entfallen, weil sich die Basis-Emitterspannungen und deren Driften weitgehend kompensieren. Notwendig ist aber ein pnp-Transistor mit hoher Stromverstärkung für T1. Da solche Bauelemente noch nicht immer greifbar sind, wurde diese Schaltung nur als Anregung veröffentlicht.

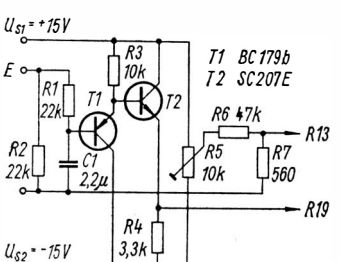


Bild 3.12 Geänderte Eingangsstufe des Analog-Digitalumsetzers

4. Generatoren und Trigger

Der folgende Abschnitt beschreibt vier Generatoren für verschiedene Anwendungen und eine spezielle Triggerschaltung mit großer Hysterese. Besonders sei auf den in Abschnitt 4.4. angegebenen Generator hingewiesen, der sich gut als Labortaktgenerator eignet.

4.1. Treppengenerator

Treppengeneratoren erzeugen sich periodisch wiederholende, ansteigende oder abfallende Treppenspannungen. Sie sind in Fernsehbildmustergeneratoren und in Kennlinienschreibern nötig. Auch für Zwecke der Analog-Digitalumwandlung können Treppengeneratoren eingesetzt werden. Das Bild 4.1 zeigt einen einfachen fremdgesteuerten Treppengenerator mit vier Spannungsstufen. Die Spannungsdifferenz zwischen den einzelnen Stufen betrug bei dem ausgeführten Muster 3,2 V. Der Generator läßt sich auf beliebig viele Stufen erweitern. Realisiert wurde der

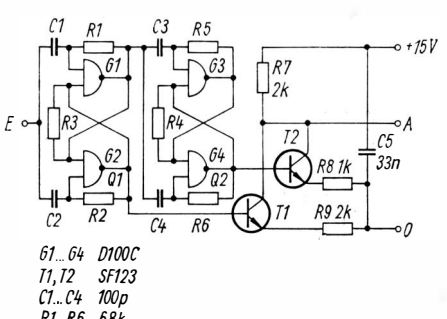


Bild 4.1 Stromlaufplan des Treppengenerators

Treppengenerator mit einem zweistufigen Binärzähler aus zwei hintereinandergeschalteten flankengetriggerten Flip-Flops. Die Ausgänge Q1 und Q2 dieser Flip-Flops steuern zwei Stromquellen mit den Transistoren T1 und T2, die auf einem gemeinsamen Lastwiderstand R7 arbeiten. Die Emitterwiderstände, die den Strom durch die Transistoren dann bestimmen, wenn die Ausgänge Q1 und Q2 H-Potential führen, sind binär gestaffelt. Legt man an den Eingang E eine Impulsfolge, deren Frequenz wenige Hertz bis einige hundert Kilohertz betragen darf, so zählt er entsprechend der Tabelle 4.1. Immer wenn sich z. B. der Ausgang Q1 auf L-Pegel befindet, ist die dort angeschlossene Stromquelle mit T1 gesperrt und der von ihr gelieferte Strom Null. Wenn Q1 auf H-Potential liegt, liefert T1 einen von R9 bestimmten Strom. Das Ergebnis ist ein Verlauf des Summenstroms bzw. des Spannungsabfalls über dem Widerstand R7, wie er ebenfalls aus der Tabelle 4.1 zu entnehmen ist. Die Oszillogramme Bild 4.2 und Bild 4.3 verdeutlichen den beschriebenen Sachverhalt.

Tabelle 4.1 Zusammenstellung der gemessenen Werte von I_{CT1}, I_{CT2}, I_{ges} und U_{R7} der Schaltung des Bildes 4.1

	Q_1	Q_2	I_{CT1} [mA]	I_{CT2} [mA]	I_{ges} [mA]	U_{R7} [V]
Ausgangslage	L	L	0	0	0	0
1. Impuls an E	H	L	1,6	0	1,6	3,2
2. Impuls an E	L	H	0	3,2	3,2	6,4
3. Impuls an E	H	H	1,6	3,2	4,8	9,6
4. Impuls an E	L	L	0	0	0	0

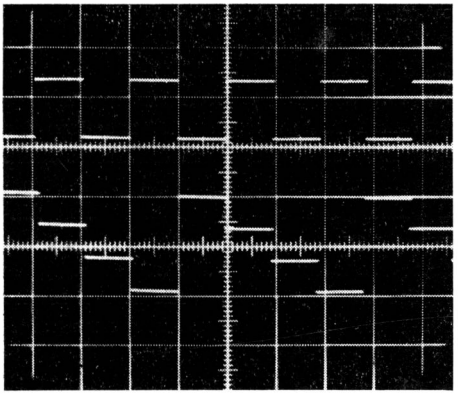


Bild 4.2 Oszillogramme zu Bild 4.1. Oben: Impulse am Ausgang Q1; unten: Treppenspannung über R7 (Maßstab: 5 V/RE)

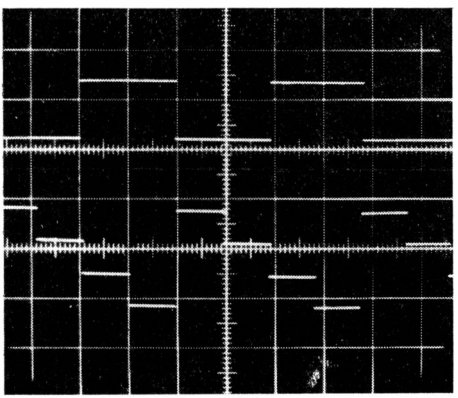


Bild 4.3. Oszillogramme zu Bild 4.1. Oben: Impulse am Ausgang Q2; unten: Treppenspannung über R7 (Maßstab: 5 V/RE)

4.2. Dreieckgenerator

Einen einfachen Dreieckgenerator zeigt die Schaltung (Bild 4.4). Mehrere solcher Generatoren lassen sich z. B. für einen elektronischen Türgong benutzen. Dazu werden die Stoppeingänge von einer Logik so gesteuert, daß sich die erwünschte Klangfolge ergibt.

Der Generator besteht aus einem mit den Gattern G1 und G2 verwirklichten Trigger und einem einfachen Miller-Integrator (T1, T2). Bei der Beschreibung soll davon ausgegangen werden, daß der Generator durch L-Pegel am Sperreingang E_{sp} gesperrt war. Dadurch befand sich der Ausgang von G1 auf H-Potential, und die in Emitterschaltung arbeitende komplementäre *Darlington*-Schaltung (T1, T2) war gesperrt. Der Kondensator C1 ist aufgeladen, wenn der Sperreingang von L- auf H-Potential umschaltet. Ist das der Fall, so nimmt jetzt der Ausgang von G1 L-Pegel ein. Über dem oberen Teilwiderstand von R1 fällt nun eine Spannung ab, die ausreicht, in die Basis von T1 einen Strom fließen zu lassen. Der Kollektorstrom von T2 kann aber wegen der Wirkung des Miller-Kondensators C1 nicht schlagartig einsetzen. Vielmehr ist eine Zunahme des Kollektorstroms nur in dem Maße möglich, in dem sich C1 entlädt. Die Entladung von C1 erfolgt bei dem Miller-Integrator mit einem weitgehend konstanten Strom I_{ent}, der mit folgender Gleichung ermittelt werden kann:

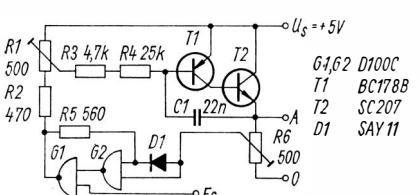


Bild 4.4 Dreieckgenerator

$$I_{ent} = \frac{U_{R'1} - U_{BET1}}{R3 + R4} . \qquad (14)$$

In dieser Gleichung steht $U_{R'1}$ für den Spannungsabfall über dem oberen Teilwiderstand von R1. Mit fortschreitender Entladung des Kondensators C1 steigt die Spannung am Schleifer von R6 in positiver Richtung an. Schließlich erreicht sie die Einschaltspannung des Triggers, und dieser schaltet am Ausgang von G1 auf H-Potential um. Über R1 und R2 fällt keine Spannung mehr ab. T1 erhält keinen Basisstrom und müßte sperren. Auch in diesem Fall sperren die Transistoren T1 und T2 in dem Maße, wie der Kondensator C1 wieder aufgeladen wird. Der Aufladestrom I_{auf} ist dabei nahezu konstant und mit nachstehender Gleichung zu bestimmen:

$$I_{auf} = \frac{U_{BET1}}{R3 + R4} . \qquad (15)$$

Die Aufladung von C1 (währenddessen sinkt die Spannung am Emitter von T2 zeitlinear ab) dauert so lange, bis die Spannung am Schleifer von R6 gleich der Ausschaltspannung des Triggers ist. Dieser schaltet dann in die oben angegebene Lage zurück, und die Vorgänge beginnen von neuem. Um eine symmetrische Dreieckspannung erzeugen zu können, müssen die Auf- und Entladeströme des Kondensators C1 gleich sein. Durch Gleichsetzen der Formeln (14) und (15) ergibt sich für diesen Fall:

$$U_{R'1} = 2 \cdot U_{BET1} . \qquad (16)$$

Entsprechend dieser Gleichung stellt man mit dem Einstellregler R1 die Symmetrie der Ausgangsdreieckspannung ein. Für die Frequenz des beschriebenen Generators gilt dann:

$$f = \frac{U_{BET1}}{2 \cdot (R3 + R4) \cdot U_{ass} \cdot C1} . \qquad (17)$$

U_{ass} steht für den Spitze-Spitze-Wert der Ausgangsspannung, die bei dem Muster mit R6 bis maximal 2 V ein-

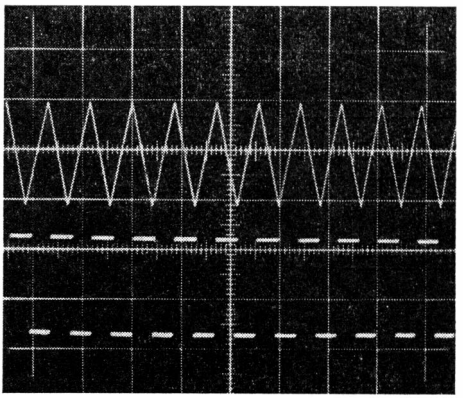


Bild 4.5 Oszillogramme zu Bild 4.4. Oben: Spannungsverlauf an A (Maßstab: 1 V/RE); unten: Impulse am Ausgang von G1

stellbar war. Bei einer Ausgangsspannung von $U_{ass} = 0{,}7$ V wurde ein Frequenzbereich von 570 Hz bis 3,7 kHz ermittelt. Die Oszillogramme des Bildes 4.5 zeigen die wichtigsten Impulsformen des Dreieckgenerators.

4.3. Tonfolgegenerator

Tonfolgegeneratoren erzeugen eine bestimmte, meist kurze Erkennungsmelodie. Als Beispiele seien Türgong und Pausenzeichen genannt. Der in Bild 4.6 gezeigte Vieltongenerator ist für vier Einzeltöne ausgelegt. Er läßt sich aber auch leicht auf noch mehr Töne erweitern.
Kernstück ist die Generatorschaltung mit den Bauelementen T1, G1 und G2. Dieser Generator liefert eine stark unsymmetrische Impulsspannung am Ausgang von G2. Das nachgeschaltete flankengetriggerte Flip-Flop (G4, G5) erzeugt aus dieser Impulsfrequenz eine symmetrische Ausgangsrechteckspannung, die dem NF-Verstärker zugeleitet wird. Es ist möglich, das Ausgangssignal vor dem NF-Verstärker noch durch RC-Glieder zu beeinflussen, so daß

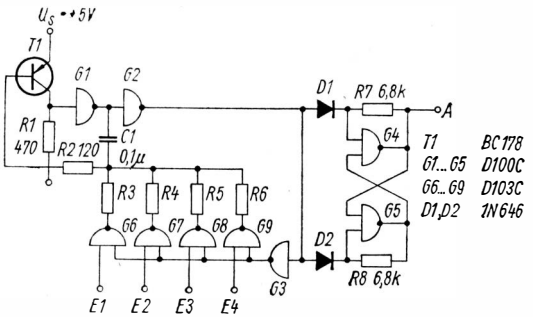


Bild 4.6 Tonfolgegenerator

unterschiedliche Klangfarben entstehen. Die einzelnen Töne werden dadurch eingeschaltet, daß man jeweils einen der vier Steuereingänge E1 bis E4 auf H-Pegel legt. Befinden sich alle Steuereingänge auf L-Potential, so ist der Generator ausgeschaltet. Die Eingänge lassen sich mit einem Ringzähler entsprechend Abschnitt 3.2. steuern. Er schaltet nacheinander immer jeweils einen Steuereingang auf H-Potential. Es ist auch möglich, einen zweistufigen Binärzähler zu verwenden, dem aber noch ein Dekoder nachgeschaltet werden muß.

Zur Funktionsbeschreibung sei angenommen, daß sich E1 auf H-Pegel befindet. Die übrigen Steuereingänge führen L-Potential. Außerdem soll T1 gesättigt und C1 nicht geladen sein. Wenn T1 leitet, liegt am Eingang des Gatters G1 H-Pegel. Da der Ausgang von G1 dann L-Potential hat, lädt sich der impulsfrequenzbestimmende Kondensator C1 auf. Der mit R2 begrenzte Ladestrom fließt in die Basis von T1. Dieser ist also, wie oben angenommen, stark leitend. C1 lädt sich wegen des niederohmigen R2 sehr schnell auf. Am Schluß dieses Vorgangs nimmt der Ladestrom schließlich so weit ab, daß der Basisstrom von T1 nicht mehr ausreicht, die Kollektorspannung von T1 oberhalb der Umschaltspannung des Gatters G1 zu halten. Da während der Aufladung von C1 der Ausgang des Gatters

G3 auf L-Pegel liegt, sind alle Ausgangstransistoren der Gatter G6 bis G9 gesperrt. Es kann deshalb auch über diese Quellen kein Strom in die Basis von T1 fließen. Aus diesem Grund schaltet das Gatter G1 um, wenn die Kollektorspannung von T1 die Gatterumschaltspannung unterschreitet. Am Ausgang von G3 und an E1 liegt jetzt H-Potential. Der dadurch leitende Ausgangstransistor des Gatters G6 verbindet den Widerstand R3 mit dem Massepotential. Gleichzeitig liegt aber so der zuvor aufgeladene Kondensator C1 der Basis-Emitterstrecke von T1 parallel. Die Spannung über C1 sperrt diesen Transistor. Über R3 wird nun C1 so lange umgeladen, bis die Spannung an der Basis von T1 wieder negativ gegenüber dessen Emitter ist und den Wert der Basis-Emitterschwellspannung erreicht. Dann beginnt T1 zu leiten, und der Generator kippt in die Phase zurück, in der sich C1 wieder auflädt. Die beschriebenen Vorgänge beginnen von neuem. Die Dauer der Umladezeit ist abhängig von der Größe des jeweils mit den Gattern G6 bis G9 eingeschalteten Widerstandes, so daß damit die Frequenz verändert werden kann, die dem verwendeten Widerstand umgekehrt proportional ist. Die in Bild 4.7 gezeigte Kurve vermittelt die gemessene Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz an A von dem jeweiligen Wert der Wi-

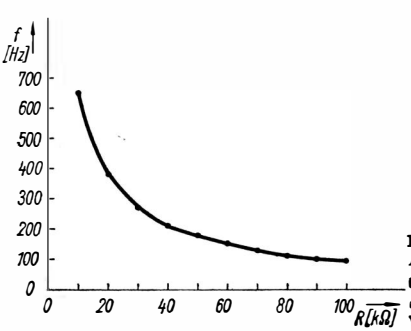


Bild 4.7
Abhängigkeit der erzeugten Ausgangsfrequenz an A vom Wert des Widerstandes R

derstände R3 bis R6. Vernachlässigt man die für das Aufladen von C1 benötigte Zeit, so läßt sich die Frequenz der Ausgangsrechteckspannung des beschriebenen Tonfolgegenerators mit der nachstehenden Gleichung berechnen:

$$f = \frac{1}{2 \cdot R \cdot C1 \cdot 0{,}62}. \qquad (18)$$

R steht in dieser Gleichung für den gerade eingeschalteten Widerstand. Die Oszillogramme des Bildes 4.8 zeigen den Verlauf der Basisspannung und der Ausgangsspannung eines Tonfolgegenerators mit drei Einzeltönen.

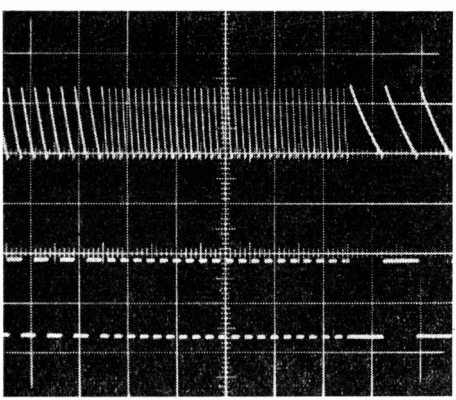


Bild 4.8 Oszillogramme zu Bild 4.6. Oben: Spannungsverlauf an der Basis von T1; unten: Ausgangsspannung an A

4.4. Rechteckwellengenerator mit einstellbarer Ausgangsamplitude

Um Schaltungen mit TTL-Bausteinen zu erproben, ist oft ein Rechteckwellengenerator notwendig. Impulsdauer und Impulsabstand sind bei dem in diesem Abschnitt beschriebenen Generator unabhängig voneinander einstellbar. Weiterhin verfügt er über eine spezielle Ausgangsstufe, die es erlaubt, die Ausgangsamplitude zu variieren, ohne daß die TTL-typischen Ausgangswiderstände bei H- oder L-Pegel verändert werden. Der mögliche Frequenzbereich liegt zwischen einigen Zehnteln Hertz und mehreren Megahertz.

Der in Bild 4.9 gezeigte Generator besteht aus dem Generatorteil (T1, T2 und G1 bis G4) sowie der Ausgangsstufe (T3 und G5 bis G7). Zur Erläuterung der Funktionsweise sei angenommen, daß der frequenzbestimmende Kondensator C1 nicht geladen ist. Den Transistoren T1 und T2, die in Kollektorschaltung arbeiten, folgen zwei hintereinandergeschaltete RS-Flip-Flops. Deren Stellung soll so sein, daß an den Ausgängen von G2 und G3 H-Potential liegt. Die

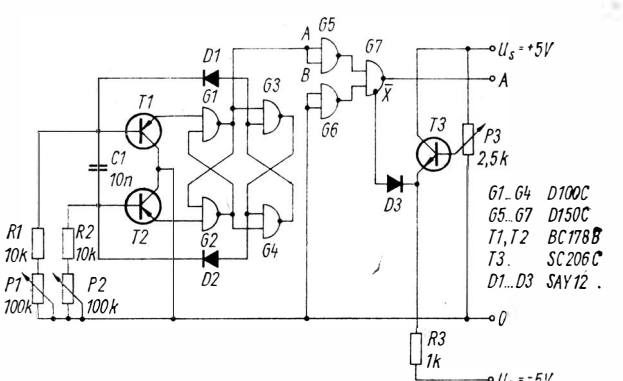


Bild 4.9 Rechteckwellengenerator

Gatter G1 und G4 führen dann L-Pegel. In dieser Lage ist die positive Spannung an der Basis des Transistors T2 um den Wert der Flußspannung der Diode D2 kleiner als die Ausgangsspannung des Gatters G3. Über die Widerstände R1 und P1 lädt sich nun der Kondensator C1 auf. Der Ladevorgang dauert so lange an, bis die positive Spannung an der Basis von T1 um den Betrag der Basis-Emitterspannung dieses Transistors unterhalb der Umschaltspannung des Gatters G1 liegt. G1 schaltet dann um, wobei sein Ausgang auf H-Potential springt. Damit wechseln zwangsläufig auch alle anderen Gatter ihre Ausgangslage. Nach dem Umschalten liegt an der Basis des Transistors T2 eine positive Spannung, die gleich der Summe aus dem um die Flußspannung verminderten H-Pegel am Ausgang von G4 plus der Spannung von etwa 2,4 V ist, auf die C1 in der vorher beschriebenen Phase aufgeladen wurde. An der Basis von T2 liegt also eine positive Spannung von etwa 5,6 V. Die Basis-Emitterstrecke von T2 sperrt, und der Gattereingang von G2 wird deshalb nicht mit einer unzulässig hohen Eingangsspannung beansprucht. Während dieses Schaltzustandes übernehmen die Widerstände R2 und P2 die Um- bzw. Aufladung von C1. Dieser Vorgang dauert wieder so lange an, bis die positive Spannung über R2 und P2 um den Wert der Basis-Emitterspannung von T2 unterhalb der Umschaltspannung des Gatters G2 abgesunken ist. Die Gatter G1 bis G4 schalten um, und der schon oben beschriebene Zyklus beginnt. Das Ergebnis dieser Arbeitsweise sind Spannungsverläufe, wie sie die Oszillogramme in Bild 4.10 bis Bild 4.12 darstellen.

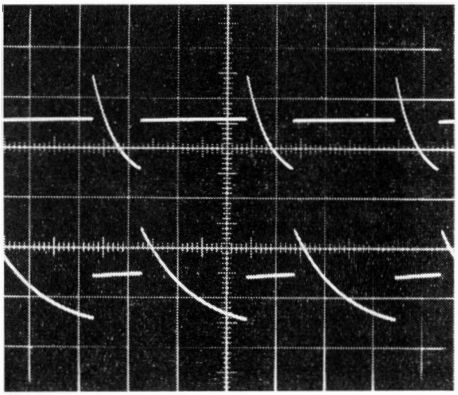


Bild 4.10 Oszillogramme zu Bild 4.9. Oben: Spannungsverlauf an der Basis von T1; unten: Spannungsverlauf an der Basis von T2

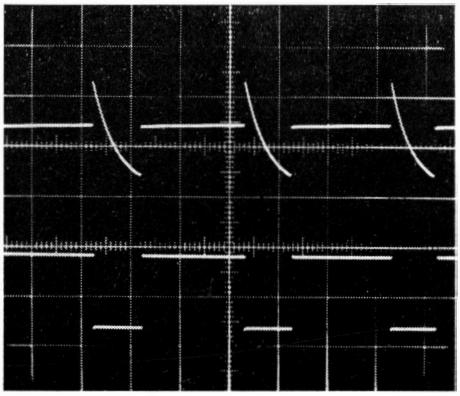


Bild 4.11 Oszillogramme zu Bild 4.9. Oben: Spannungsverlauf an der Basis von T1; unten: Impulse am Ausgang von G1

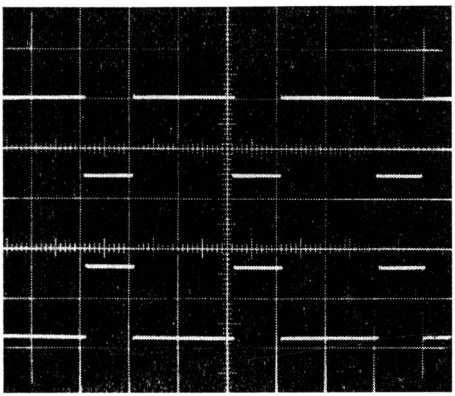


Bild 4.12 Oszillogramme zu Bild 4.9. Oben: Impulse am Ausgang von G1; unten: Impulse am Ausgang von G2

Setzt man voraus, daß $U_{BET1} = U_{BET2} = U_{BE}$, $U_{FD1} = U_{FD2} = U_F$, $U_{UG1} = U_{UG2} = U_U$ und $U_{OHG3} = U_{OHG4} = U_{OH}$ sind, so können die Zeiten der beiden Halbperioden mit nachstehender Gleichung ermittelt werden:

$$t = R \cdot C1 \cdot \ln \frac{2 \cdot U_{OH} - 2 \cdot U_F - U_U + U_{BE}}{U_U - U_{BE}}. \qquad (19)$$

R steht in dieser Gleichung für die jeweils einzusetzenden Ladewiderstände R1, P1 bzw. R2, P2. Mit den Näherungen des Abschnitts 1. ergibt sich:

$$t_1 = 2 \cdot C1\,(R1 + P1) \text{ und} \qquad (20)$$

$$t_2 = 2 \cdot C1\,(R2 + P2)\,. \qquad (21)$$

Bei dem Musteraufbau entsprechend Bild 4.9 konnten t_1 und t_2 zwischen 0,2 ms und 2,3 ms verändert werden. Andere Bereiche sind nach Austausch von C1 leicht möglich.

Dem Generator ist eine spezielle Ausgangsstufe nachgeschaltet, die eine Amplitudeneinstellung der Ausgangsrechteckspannung erlaubt. Die Ausgangsstufe enthält den Schaltkreis *D 150 C*. Dieser besteht aus zwei invertieren-

den And-Or-Schaltungen mit je zweimal zwei Eingängen. Eine dieser Schaltungen kann erweitert werden und hat die in Bild 4.13 dargestellte Innenschaltung. Bei der hier vorgesehenen Anwendung liegen die Eingänge C und D an L-Pegel, so daß der Transistor T4 leitet und dadurch T3 sperrt. Der restliche Teil der Schaltung arbeitet dann wie ein normales Nand-Gatter mit zwei Eingängen. Wesentlich sind die sonst für die Odererweiterung benutzten Eingänge X und X. An dem bei üblichen Schaltkreisen normalerweise nicht herausgeführten Anschluß X wird in der nachstehend beschriebenen Ausgangsstufe die Amplitudenregelung angeschlossen.

Solange an den Eingängen A und B H-Potential liegt, leitet T2 und dadurch auch T6, und am Ausgang des Generators liegt der TTL-typische L-Pegel. Schalten dagegen die Eingänge A und B auf L-Potential, so sperrt T2. Die Spannung an seinem Kollektor steigt in positiver Richtung an, allerdings nur so lange, bis die Diode D3 in Bild 4.9 leitet und dadurch einen weiteren Spannungsanstieg in positiver Richtung unterbindet. Die Spannung am Kollektor von T2 ist also auf einen Wert begrenzt, der etwa gleich der Schleiferspannung von P3 ist. Dabei ist die Ausgangsspannung des Generators um den Betrag der Basis-Emitterspannung von T5 plus der Flußspannung der Diode D1 des Bildes 4.13 geringer als die Spannung am Kollektor von

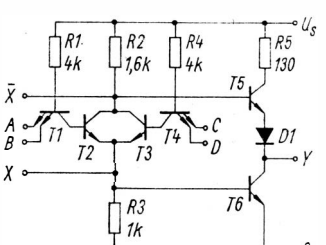


Bild 4.13 Innenschaltung der erweiterbaren invertierenden And-Or-Schaltung

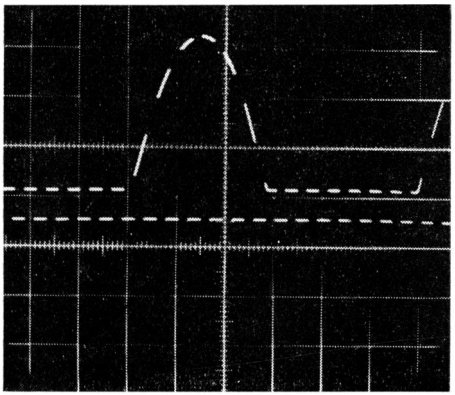


Bild 4.14 Oszillogramm zu Bild 4.9. Ausgangsimpulse an **A**

T2. Die Spannung am Schleifer von P3 ist von 0 V bis + 5 V veränderlich, so daß sich die Ausgangsspannung des Generators zwischen 0 V und + 3,8 V einstellen läßt. Daß die Amplitude mit einer Gleichspannung eingestellt wird, ist besonders vorteilhaft. Kritische Leitungen zur Gerätefrontplatte können deshalb entfallen. Bild 4.14 demonstriert die Wirkung der beschriebenen Regelung. Hier wurde der Gleichspannung von P3 eine positive Halbwellenspannung überlagert. Die Ausgangsspannungsamplitude ändert sich deshalb entsprechend dieser Spannungsform.

4.5. Stromtrigger mit großer Hysterese

Gelegentlich benötigt man für bestimmte Aufgaben, z. B. zur Spannungsüberwachung, einen Trigger mit großer Hysterese. Für solche Forderungen ist der Stromtrigger gut geeignet, da sich bei diesem Triggertyp eine große Hysterese leicht verwirklichen läßt. Leider ist dabei immer eine zweite Speisespannungsquelle notwendig, deren Polarität negativ sein muß, wenn der Trigger bei einer positiven

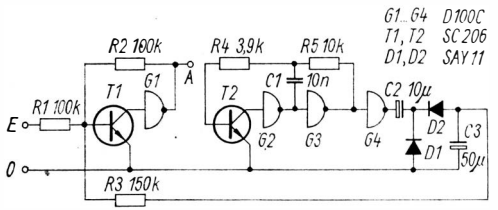


Bild 4.15 Stromtrigger mit großer Hysterese

Spannung einschalten, aber auch bei der gleichen Polarität wieder zurückschalten soll. Die nachstehend beschriebene Schaltung eines Stromtriggers (Bild 4.15) umgeht diesen Nachteil dadurch, daß sie die notwendige negative Hilfsspannung intern erzeugt. Damit konnte ein Trigger verwirklicht werden, der bei einer Spannung von 4,2 V ein- und bei einer positiven Spannung von 0,6 V wieder ausschaltete. Die Hysterese betrug also 3,6 V.

Die negative Hilfsspannung erzeugt ein Taktgenerator (T2, G3 und G4), der eine Rechteckspannung mit einer Frequenz von etwa 6 kHz liefert. Die Rechteckspannung ist wegen des relativ hochohmigen Widerstandes R4 nahezu symmetrisch. Die Arbeitsweise des verwendeten Generators ist in Teil 1 ausführlich beschrieben. Nach dem als Trennstufe wirkenden Gatter G4 folgt eine Gleichrichterschaltung. Über C3 baut sich eine negative Gleichspannung von — 3,4 V auf. R3 führt diese dem Summationspunkt des Stromtriggers zu. Legt man eine von 0 V in positiver Richtung ansteigende Gleichspannung an E, so sperrt zunächst der Transistor T1. Erst wenn die Eingangsgleichspannung auf einen Wert angestiegen ist, bei dem in die Basis von T1 ein Strom fließt, sinkt die Spannung am Kollektor des Transistors T1 von vorher H- auf L-Pegel ab. Das führt schließlich zum Umschalten des Gatterausgangs G1 von L- auf H-Potential. Der Widerstand R2 bewirkt dabei eine positive Rückkopplung, die für ein schnelles Umschalten sorgt. Für die Einschaltspannung gilt die Gleichung:

$$U_{ein} = R1 \cdot \left(\frac{I_{ILG1}}{\beta_{T1}} + \frac{U_{BET1} - U_{OLG1}}{R2} + \frac{U_{BET1} - U_{C3}}{R3} \right) + U_{BET1} . \quad (22)$$

U_{C3} steht in dieser Gleichung für die Spannung über dem Kondensator C3. Nachdem die Eingangsspannung abgesunken ist, schaltet der Trigger wieder aus, wenn die Spannung an E um den Betrag der Hysterese unterhalb der Einschaltspannung liegt. Für die Hysterese gilt die Beziehung:

$$U_{hys} = \frac{R1 \cdot (U_{OHG1} - U_{OLG1})}{R2} . \quad (23)$$

Das Bild 4.16 zeigt die oszillografisch aufgenommene Übertragungskennlinie des Triggers.

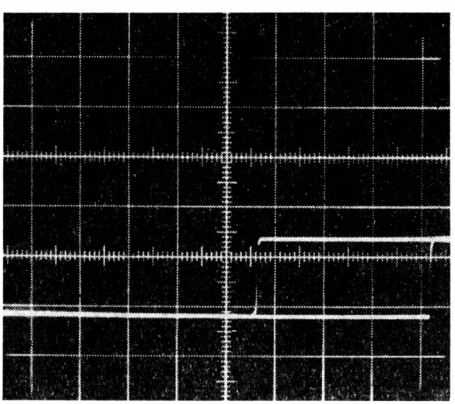


Bild 4.16 Übertragungskennlinie der Schaltung nach Bild 4.15
(Maßstäbe: x-Richtung 1 V/RE und y-Richtung 2,5 V/RE)

5. Schaltungen und Baugruppen für Meß- und Prüfgeräte

Mit TTL-Schaltkreisen können sowohl einfache als auch recht komplizierte Prüf- und Meßgeräte oder einzelne Baugruppen für diese realisiert werden. Der folgende Abschnitt gibt einige Anregungen.

5.1. TTL-Pegeltester in Prüfstiftform

Ein praktisches Hilfsmittel, komplexe Schaltungen mit TTL-Schaltkreisen zu erproben und zu überprüfen, sind sogenannte Logiktester. Diese meist in Prüfstiftform ausgeführten Tester zeigen die logischen Pegel der zu prüfenden Stufe meist optisch an. In jüngster Zeit sind eine Vielzahl von Schaltungsvorschlägen für solche Prüfstifte veröffentlicht worden, die je nach Auslegung viele Angaben über Pegel, Signalform usw. liefern [3], [4], [5]. Der Autor ist allerdings der Ansicht, daß ein Prüfstift nicht mit Funktionen überladen sein sollte, da er sonst seine besonderen Vorteile einbüßt. In komplizierten Fällen ist der Oszillograf immer noch das geeignetere Meßmittel. Aus diesem Grund ist hier nur eine einfache Schaltung für einen Prüfstift angegeben. Dieser erlaubt es, die statisch anliegenden logischen Pegel L und H zu unterscheiden. Eine zusätzliche Schaltung kann optisch anzeigen, ob Impulsfolgen oder Einzelimpulse vorliegen.
Zunächst soll die in Bild 5.1 dargestellte Grundvariante, die die statischen Pegel L und H optisch signalisiert, näher beschrieben werden. Die Schaltung besteht aus den Triggern (T1, G1, G2 und T4, G3, G4) und den zu diesen gehörenden Ansteuerbauelementen. Solange die am Eingang E (Tastspitze) liegende Spannung unterhalb der L-Pegelgrenze von etwa 0,4 V liegt, ist die Spannung an der Basis von T1 kleiner als die Ausschaltsspannung dieses Triggers.

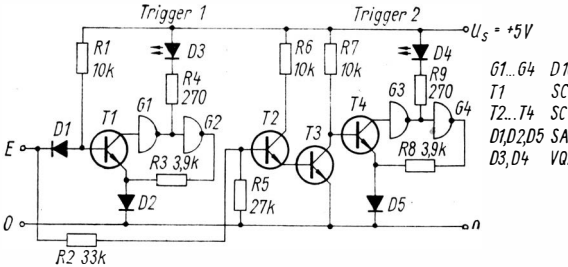


Bild 5.1 Stromlaufplan eines Prüfstiftes für die statischen Pegelwerte H und L

T1 sperrt deshalb, und der Ausgang des Gatters G1 befindet sich auf L-Potential. Die Lumineszenzdiode D3 leuchtet und zeigt damit den L-Pegel an der Tastspitze an. An Stelle der Leuchtdiode läßt sich auch eine Kleinglühlampe mit einem maximalen Strom von etwa 12 mA einsetzen. Steigt die Spannung an E an, so vergrößert sich auch die Basisspannung von T1. Beim Erreichen der zulässigen oberen Grenze des L-Pegels von etwa + 0,4 V an E schaltet der Trigger 1 ein, und die Leuchtdiode D3 erlischt. Der Widerstand R2 führt die am Eingang E liegende Spannung auch der Basis von T2 zu. Solange die Eingangsspannung niedriger als die untere erlaubte Grenze des H-Pegels ist, sperren die Transistoren T2 und T3. Der Transistor T4 erhält über R7 Basisstrom, und der Trigger 2 hat eingeschaltet. Da dabei der Gatterausgang von G3 H-Potential hat, leuchtet die Diode D4 nicht. Dieser Zustand ändert sich in dem Moment, in dem an E die Spannung den Wert von + 2,4 V überschreitet. Dann leiten die Transistoren T2 und T3 und übernehmen den durch den Widerstand R7 fließenden Strom. Die Spannung an der Basis von T4 sinkt unter die Ausschaltspannung, und der Trigger 2 schaltet ab. Diesen Zustand signalisiert die Leuchtdiode D4. Die Dioden D3 und D4 leuchten also, wenn an E L- bzw. H-Potential anliegt. Ist die Tastspitze offen oder führt der Prüfpunkt

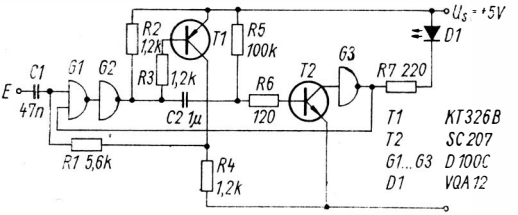


Bild 5.2 Prüfstiftschaltung zur Registrierung von Einzelimpulsen bzw. Impulsfolgen

einen Spannungspegel zwischen L und H (verbotener Bereich), so leuchten die Dioden D3 und D4 nicht.

Die verwendeten Triggerschaltungen zeichnen sich gegenüber der in Teil 1 beschriebenen dadurch aus, daß in den Emitterkreisen der Eingangstransistoren keine Widerstände, sondern Dioden verwendet wurden. Diese Maßnahme sorgt einmal bei dem Trigger 1 für die notwendigen Pegelverhältnisse, zum anderen sichert sie eine sehr kleine Hysterese von etwa 50 mV.

Liegt an der Tastspitze eine Impulsfolge oder auch ein Einzelimpuls, so kann das von dem in Bild 5.1 gezeigten Stromlaufplan nur erkannt werden, wenn die Impulsfrequenz sehr niedrig bzw. der Einzelimpuls von langer Dauer ist. Bild 5.2 zeigt einen Stromlaufplan, bei dem die Lumineszenzdiode D1 immer dann leuchtet, wenn an E eine Impulsfolge oder ein Einzelimpuls anliegt. Verwendet wurde für diesen Zweck ein monostabiler Multivibrator. Solange man den Monovibrator an E nicht mit den negativen Flanken einer Impulsfolge triggert, leuchtet die Diode D1 nicht. Bei einer Triggerung springt der Ausgang des Gatters G3 von H- auf L-Pegel, so daß die Lumineszenzdiode leuchtet. In diesem Zustand verharrt der monostabile Multivibrator entsprechend dem gewählten Zeitglied etwa 6 ms und geht dann wieder in seine Ruhelage zurück.

Erfolgt am Eingang E eine ständige Triggerung in Zeitabständen, die kürzer sind als die Kippdauer des Mono-

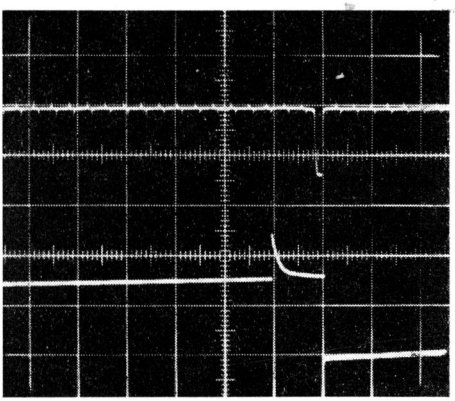


Bild 5.3 Oszillogramme zu Bild 5.2. Oben: Spannungsverlauf am Verbindungspunkt von C1 und R1; unten: Spannungsverlauf am Verbindungspunkt von R5 und R6

vibrators, so kann es zu einer unstabilen Arbeitsweise der normalen monostabilen Multivibratorschaltung kommen, weil sich der Kondensator C2 zwischen den einzelnen Triggerimpulsen nicht vollständig auflädt. Diese Nachteile vermeiden der zusätzliche Transistor T1 und die zu ihm gehörenden Bauelemente. Der Kollektor dieses Transistors liegt vom Moment der Triggerung bis zum Zeitpunkt, zu dem C2 praktisch vollständig aufgeladen ist, auf einer Spannung von + 5 V. Diese Spannung gelangt über R1 an den zum Triggern verwendeten Gattereingang von G1. Solange an dem mit C1 verbundenen Gattereingang des Gatters G1 aber dieser Spannungspegel liegt, kann keine TTL-gerechte Impulsflanke den monostabilen Multivibrator triggern. Eine sichere Aufladung des Kondensators C1 ist deshalb gewährleistet. Die stark zeitgedehnten Oszillogramme in Bild 5.3 verdeutlichen das Gesagte.

5.2. Spannungsanzeiger für Unter-, Nenn- und Überspannung

Bei der Überwachung eines bestimmten Spannungswertes ist oft die Kenntnis des genauen momentanen Pegels nicht notwendig. Es reicht in vielen Fällen eine Anzeige, ob sich der zu überwachende Wert innerhalb bestimmter Grenzen befindet. Für solche Aufgaben eignet sich die in Bild 5.4 vorgestellte Schaltung, deren Dimensionierung so ausgelegt wurde, daß bei der Nenneingangsspannung von 10 V eine Lumineszenzdiode aufleuchtet. Zwei weitere Dioden signalisieren die Über- bzw. Unterschreitung dieses Wertes um mehr als 15 %. Um Ablesefehler zu vermeiden, leuchtet immer nur eine der drei möglichen Dioden.

Am Eingang E soll eine von Null in positiver Richtung ansteigende Spannung liegen. Die beiden aus T3, G1 und T2, G2 bestehenden Stromtrigger (sie dienen hier als Spannungsdetektoren) sind zunächst noch ausgeschaltet. An den Ausgängen von G1 und G2 liegt deshalb L-Potential. Dadurch leuchtet die Diode D2 und signalisiert Unterspannung. Die beiden anderen Lumineszenzdioden leuchten

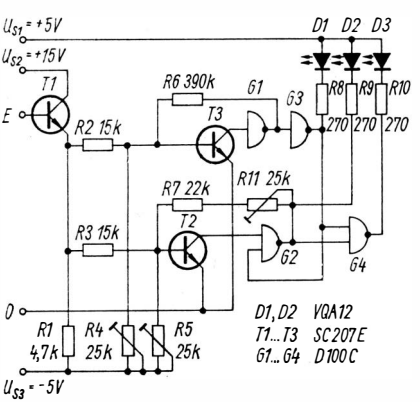


Bild 5.4 Spannungsanzeiger

nicht, weil sich die Gatter G3 und G4 am Ausgang auf H-Pegel befinden. Der Triggerpegel des Triggers T2 und G2 ist mit R5 so eingestellt worden, daß der Einschaltpunkt bei einer Eingangsspannung an E von + 10 V liegt. Am Ausgang von G2 springt bei dieser Eingangsspannung das Potential von L auf H, und D3 erlischt. Gleichzeitig führt aber dadurch der Ausgang von G4 L-Pegel, so daß nun die Diode D3 Nennspannung anzeigt. Wenn die Eingangsspannung an E weiter in positiver Richtung ansteigt, schaltet sich schließlich auch der Trigger T3 und G1 ein. Sein Einschaltpunkt ist mit dem Regler R4 justierbar. Danach führt das Gatter G3 am Ausgang L-Potential, und die Diode D1 zeigt die Überspannung an. Gleichzeitig sorgt der L-Pegel am Ausgang von G3 dafür, daß die Gatter G2 und G4 ausgangsseitig auf H-Potential liegen. Die Leuchtdioden D2 und D3 werden deshalb nicht angeregt. Zu beachten ist, daß der Trigger T3 G1 eine möglichst geringe Hysterese haben muß, damit er schon bei geringfügigem Unterschreiten seiner Einschaltspannung wieder zurückkippt. Die Hysterese des Triggers T2 G2 ist mit R11 veränderlich und muß gleich der Differenz aus der Nennspannung und deren unteren Grenzwert sein. Zur Dimensionierung sind nachfolgende Formeln geeignet:

$$U_{ein} = U_{BET1} + R3 \cdot \left(\frac{I_{ILG2}}{\beta_{T2}} + \frac{U_{BET2} - U_{OLG2}}{R7 + R11} + \frac{U_{BET2} - U_{S3}}{R5} + U_{BET2} \right) \qquad (24)$$

und

$$U_{hys} = \frac{R3}{R7 + R11} \cdot (U_{OHG2} - U_{OLG2}) . \qquad (25)$$

Die für den Trigger T2 und G2 aufgeschriebenen Gleichungen gelten natürlich nach Austausch der entsprechenden Bauelementebezeichnungen auch für den Trigger mit den Bauelementen T3 und G1.

5.3. Empfindliche Triggerschaltung für Oszillografen

Die nachstehend angegebene Triggerschaltung zeichnet sich durch eine große Empfindlichkeit und einen sehr weiten Eingangsspannungsbereich aus. Mit sinusförmigen Eingangsspannungen einer Amplitude von $U_{ess} = 60$ mV arbeitet der Trigger einwandfrei. Die vorhandene Schutzschaltung begrenzt erst bei sinusförmigen Eingangssignalen mit einer Amplitude von $U_{ess} = 11$ V. Wegen dieser Eigenschaften und der großzügig ausgelegten Pegelverschiebung sowie einer mit Gleichspannung vorgenommenen Umschaltung der Phasenlage der erzeugten Ausgangsrechteckspannung (bezogen auf die Eingangsspannung) ist die vorgeschlagene Schaltung besonders für Katodenstrahloszillografen geeignet. Da die Frequenzgrenzen etwa bei 10 Hz und 15 MHz liegen, ist der Trigger aber auch als Eingangsstufe von Digitalzählern einsetzbar. Bei dieser Anwendung kann die oben angesprochene Umschaltung der Phasenlage entfallen.

Zur Beschreibung der Arbeitsweise des in Bild 5.5 dargestellten Triggers soll angenommen werden, daß an der Basis von T1 eine negative Spannung von z. B. — 4 V liegt, die in positiver Richtung ansteigt. Unter dieser Voraussetzung ist auch die Spannung am Emitter des in Kollektorschaltung arbeitenden Transistors T1 negativ. Wegen der Basis-Emitterspannungen von T1 und T2 ist die Spannung am Emitter des Transistors T2 nahezu gleich der an der Basis von T1. Die Diode D6 sperrt deshalb, und als Emitterwiderstand für T2 wirkt R11. Dieser ist sehr hochohmig, so daß nur ein Kollektorstrom von einigen Mikroampere durch den Kollektorwiderstand R12 fließt. Am Kollektor von T2 ist der als Impedanzwandler betriebene Transistor T3 angeschlossen, in dessen Emitterkreis die Z-Diode D7 den Pegel verschiebt. Mit dieser Z-Diode und dem Widerstand R13 wurde das Spannungspotential an der Anode von D8 so eingestellt, daß der Trigger aus den Gattern G1 und G2 H-Pegel erhält und eingeschaltet, wenn durch T2 nur der geringe von R11 bestimmte Kollektorstrom fließt.

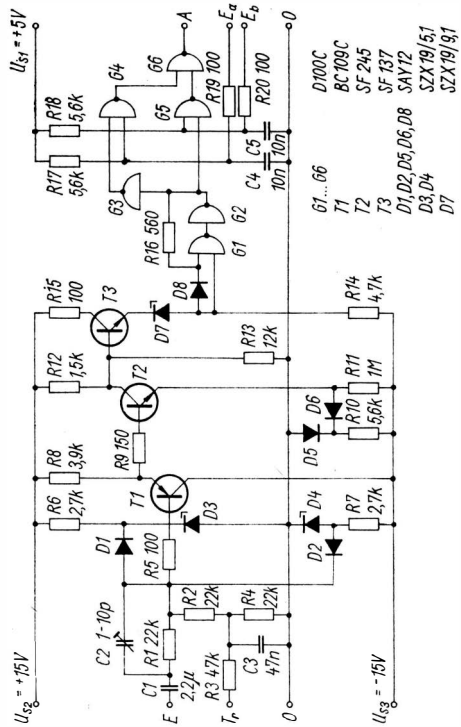


Bild 5.5 Empfindliche Triggerschaltung für Oszillografen

Steigt nun die Spannung an der Basis des Transistors T1 in positiver Richtung an, so leitet schließlich die Diode D6. Ab diesem Zeitpunkt arbeitet der Transistor T2 in Emitterschaltung mit entsprechend hoher Spannungsverstärkung. Sie hängt im wesentlichen von dem Quotienten aus der Parallelschaltung von R12 und R13, dividiert durch die in Reihe geschalteten Innenwiderstände der Dioden D5 und D6, ab. In der Praxis kann der Verstärkungsfaktor zwischen 10 und 25 liegen. Der genaue Wert ist von den

Exemplaren für D5 und D6 abhängig und betrug bei dem Muster v = 18. Die hohe Verstärkung bewirkt ein Abfallen der Kollektorspannung des Transistors T2. Dadurch sinkt aber auch die Spannung an der Anode von D8 unterhalb des Triggerausschaltpegels, so daß der Trigger in seine zweite Lage umschaltet. Am Ausgang von G2 liegt L-Pegel. Der Transistor T2 kann nur so lange in nichtgegengekoppelter Emitterschaltung arbeiten, wie die beiden Dioden D5 und D6 leiten. Steigt die Eingangsspannung weiter in positiver Richtung an, so schaltet die Diode D5 dann in Sperrichtung um, wenn die Spannung an der Anode von D6 positiv ist. Der Transistor T2 wird danach mit R10 stark gegengekoppelt, und seine Spannungsverstärkung bestimmt hauptsächlich der Quotient aus den parallelgeschalteten Widerständen R12 und R13, dividiert durch R10. Dieses Verhältnis ist wesentlich kleiner als 1, so daß der Kollektorstrom von T2, sobald D5 sperrt, nur noch geringfügig weiter ansteigt.

Die Triggerschaltung ist vor Überspannung an der Basis von T1 mit den in Sperrichtung vorgespannten Dioden D1 und D2 geschützt. Diese leiten, wenn die Spannung am Verbindungspunkt von R1 und R2 größer als etwa + 11 V oder − 11 V wird. Der Widerstand R1 begrenzt den dabei fließenden Strom. Der Triggerpegel läßt sich mit einer an T_p gelegten Gleichspannung von ± 15 V variieren.

Das TTL-gerechte Ausgangssignal entnimmt man am Ausgang des Gatters G2. Wenn die beschriebene Schaltung in einem digitalen Frequenzmesser eingesetzt wird, ist das von Vorteil. Bei getriggerten Oszillografen (nur dort ist eine solche, doch relativ aufwendige Triggerschaltung notwendig) ist es aber erforderlich, daß die Zeitbasissägezahnspannung sowohl von der Vorderflanke als auch von der Rückflanke des Triggerimpulses ausgelöst werden kann. Natürlich besteht die Möglichkeit, das Signal mit einem zusätzlichen Gatter zu invertieren und dann einen einfachen Umschalter für den vorgenannten Zweck zu benutzen. Da er aber zumeist auf der Frontplatte untergebracht ist, sind bei dieser Lösung relativ lange Zuleitungen

oft unvermeidbar. Man muß deshalb mit Störungen rechnen. Diese Probleme lassen sich am einfachsten mit der gezeigten elektronischen Umschaltung umgehen, die in Bild 5.5 mit den Gattern G3 bis G6 erfolgt. Das Gatter G5 erhält sein Eingangssignal direkt vom Triggerausgang, während vor G4 das Gatter G3 das Triggersignal noch einmal invertiert. Die Steuereingänge E_a und E_b schalten das jeweils gewünschte Signal durch. Liegen beide auf Massepotential, so sind die Triggerimpulse vom Ausgang A abgeschaltet. Ist der Eingang E_a nicht mit dem Massepotential verbunden, so gelangen die Signale von G4 über das Gatter G6 an den Ausgang. Entsprechendes gilt für den Eingang E_b.

5.4. Getriggerter Sägezahngenerator mit automatischem Freilauf

Moderne Oszillografen benutzen zur Ablenkung des Elektronenstrahls in der x-Richtung nahezu ausschließlich getriggerte Sägezahngeneratoren. Diese sind grundsätzlich nicht selbstschwingend, sondern müssen von einem aus dem Meßsignal abgeleiteten Triggerimpuls gestartet werden [6]. Ist das Meßsignal periodisch, so wiederholt sich dieser Vorgang ständig, und auf dem Schirm erscheint das zu messende Signal. Im Gegensatz zu synchronisierten Kippgeneratoren ist der Zeitmaßstab bei getriggerten Sägezahngeneratoren unabhängig von der Periodendauer des Meßsignals wählbar. Dadurch erhält man die Möglichkeit, die entsprechenden Bedienungsorgane in Zeiteinheiten zu eichen.

Die einfache Ausführung eines getriggerten Sägezahngenerators hat allerdings den Nachteil, daß immer dann, wenn die Auslöseimpulse fehlen, auch keine Sägezahnimpulse abgegeben werden. Auf dem Bildschirm ist dadurch keine Nullinie geschrieben. Diesen Nachteil beseitigen moderne Schaltungen mit einem automatischen Freilauf. Liegen kein Meßsignal und damit auch keine Triggerimpulse für

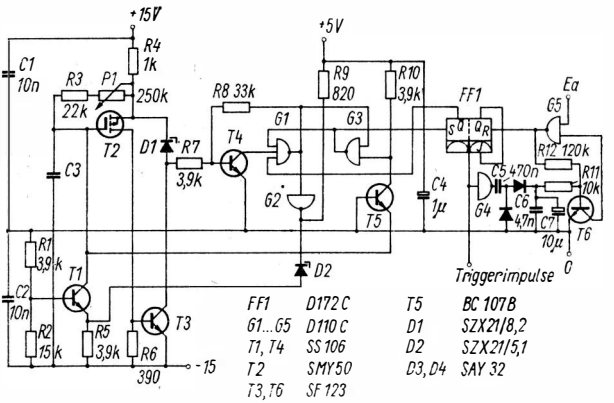


Bild 5.6 Getriggerter Sägezahngenerator mit automatischem Freilauf

den Sägezahngenerator vor, so schaltet dieser automatisch auf selbstschwingenden Betrieb um, und auf dem Schirm erscheint die Nullinie. Wenn Triggerimpulse am Eingang vorliegen, schaltet der Sägezahngenerator aber auch automatisch in den getriggerten Betrieb zurück.

Die in Bild 5.6 gezeigte Schaltung eines getriggerten Sägezahngenerators mit automatischem Freilauf erzeugt Sägezahnimpulse, deren Amplitude $U_{ss} = 3{,}1$ V beträgt. Die Zeitdauer der Sägezahnimpulse ist zwischen 0,163 s und 10 µs einstellbar. Die gemessenen Werte der einzelnen Be-

Tabelle 5.1 Gemessene Zeitbereiche des getriggerten Sägezahngenerators

C3	R3 + P1 = 272 kΩ	R3 + P1 = 22 kΩ
1µ	0,14 s	11 ms
0,1 µ	15 ms	1,2 ms
10 n	1,4 ms	110 µs
1 n	30 µs	10 us

reiche entnimmt man der Tabelle 5.1. Zunächst sei die Arbeitsweise des Generators beschrieben, wenn keine Triggerimpulse vorliegen. Signalisiert wird dieser Zustand dadurch, daß am Ausgang des Gatters G5 L-Pegel liegt. Wenn Triggerimpulse vorhanden sind, gelangen diese nämlich über das Trenngatter G4 zur Gleichrichterschaltung (D3, D4 und C5 bis C7). Dadurch entsteht über C6 eine positive Gleichspannung, die den Stromtrigger (T6 und G5) einschaltet. Der Ausgang von G5 befindet sich auf H-Potential, und der Sägezahngenerator arbeitet getriggert. Fehlen die Triggerimpulse, so liegt der R-Eingang von FF1 auf L-Pegel, und der Ausgang $\overline{Q}$ führt ständig H-Signal. FF1 kann deshalb in die Arbeitsweise der restlichen Schaltung nicht eingreifen.

Auflade- und Entladezyklus des zeitbestimmenden Kondensators C3 steuert das RS-Flip-Flop aus den Gattern G1 und G3. Zur Beschreibung des selbstschwingenden Betriebs sei angenommen, daß C3 entladen ist und die Spannung am Gate von T2 etwa $-0{,}6$ V beträgt. Weiterhin sei L-Pegel am Ausgang des Gatters G1 und H-Potential am Gatterausgang von G3 vorausgesetzt. Unter diesen Bedingungen liegt der Ausgang des Gatters G2 ebenfalls auf H-Pegel. Die Z-Diode D2 sorgt dafür, daß der Entladetransistor T1 sperrt, da seine Spannung am Emitter positiver ist als die Spannung an der Basis. Der Kondensator C3 lädt sich nun in positiver Richtung zeitlinear auf. Die beiden Transistoren T2 und T3 bilden einen komplementären Sourcefolger mit einer Spannungsverstärkung von nahezu 1, der als Bootstrapsägezahngenerator arbeitet. Steigt die Spannung am Gate des Transistors T2 in positiver Richtung an, so steigt in gleichem Maße auch die Spannung am Source von T2 an. Die Spannung über den Ladewiderständen R3 und P1 bleibt deshalb weitgehend konstant und ist gleich der für T2 notwendigen Gate-Sourcespannung von etwa 6 V. Die an der Sourceelektrode von T2 angeschlossene Z-Diode D1 verschiebt den Pegel so weit in negativer Richtung, daß die Spannung an der Anode von D1 zu Beginn der Auf-

ladung negativ ist und deshalb der Transistor T4 sperrt. Mit zunehmender Kapazität steigt auch die Spannung an der Anode von D1 an. In dem Moment, in dem die Spannung an diesem Punkt die Basis-Emitterspannung von T4 erreicht, leitet dieser. Seine Kollektorspannung bewegt sich schnell von H- in Richtung L-Pegel, und das RS-Flip-Flop schaltet in seine zweite Lage um. Der Ausgang des Gatters G1 befindet sich nun auf H-Potential und der von G2 auf L-Pegel. Die Z-Diode D2 sperrt. Die Emitterspannung von T1 wird deshalb negativer als dessen Basisspannung. Der Transistor T1 arbeitet nun als Konstantstromquelle, die den Kondensator C3 entlädt. Dieser Entladevorgang dauert so lange an, bis der während der Aufladung gesperrte Transistor T5 zu leiten beginnt. Das ist bei einer Spannung von etwa $-0{,}6$ V am Gate von T2 der Fall. Von diesem Zeitpunkt an fließt nahezu der gesamte Strom von T1 in den Emitter des in Basisschaltung betriebenen Transistors T5. Dessen Kollektorspannung sinkt deshalb ab und schaltet den RS-Flip-Flop in die oben beschriebene Ausgangslage zurück. Somit kann C3 erneut aufgeladen werden. Die Berechnung der Aufladezeit von C3 ist mit folgender Gleichung möglich:

$$t = \frac{\Delta u_{C3} \cdot C3 \cdot (R3 + P1)}{U_{GST2}}. \tag{26}$$

U_{GST2} steht für die Gate-Sourcespannung des Transistors T2. Sie betrug bei dem verwendeten Exemplar 6 V. Den Wert für Δu_{C3} kann man mit

$$\Delta u_{C3} = U_{BET5} + U_{ZD1} + U_{BET4} - U_{GST2} \tag{27}$$

ermitteln.

Bei dem Musteraufbau war $\Delta u_{C3} = 3{,}1$ V.

Liegen am Triggereingang Impulse an, so befindet sich der Ausgang des Gatters G5 auf H-Potential. Der in Abschnitt 5.3. beschriebene Trigger eignet sich sehr gut, diese Impulse aus dem Meßsignal zu erzeugen.

Es soll angenommen werden, daß der Generator ausgelöst wurde und sich in der oben beschriebenen Aufladephase

von C3 befindet. Dabei führt der Ausgang $\overline{Q}$ von FF1 H-Potential. Weil der Ausgang Q mit einem j-Eingang verbunden ist, bleibt FF1 auch dann in dieser Lage, wenn Triggerimpulse anliegen.

Zum Zeitpunkt des Entladebeginns schaltet der Ausgang von G3 auf L-Pegel. Dieser Spannungssprung setzt über den S-Eingang FF1, so daß der Ausgang $\overline{Q}$ L-Potential einnimmt. Es sind nun zwei Fälle zu unterscheiden: Im ersteren liegen zunächst am Takteingang des Flip-Flops keine Triggerimpulse vor. Der L-Pegel an $\overline{Q}$ erzwingt auch diesen Pegel am Ausgang des Gatters G2, und der Entladetransistor T1 leitet unabhängig von dem Ausgangspotential des Gatters G3 ständig. Dieses Gatter führt am Ende der Entladung H-Potential, so daß das RS-Flip-Flop eigentlich umschalten müßte. Das unterbindet aber FF1. Erst der nächste Taktimpuls am Takteingang von FF1 schaltet diese wieder um, wobei es gleichzeitig über die Leitung von Q nach j blockiert, und ein neuer Aufladevorgang beginnt. Die Schaltung befindet sich bis zum Eintreffen des genannten Taktimpulses in Wartestellung.

Liegen dagegen während der Entladung von C3 ständig Taktimpulse am Takteingang von FF1 an, so können diese das Flip-Flop erst dann umschalten, wenn der Ausgang von G3 H-Pegel führt und damit den S-Eingang von FF1 freischaltet. Diese Eigenschaft verhindert, daß C3 durch zu frühes Triggern von FF1 nicht vollständig entladen wird. Damit der Beginn der Sägezahnspannung bei immer dem gleichen negativen Spannungswert gesichert ist, darf sich die Spannung am Emitter von T5 nach dem Schalten des Ausgangs G3 von L- auf H-Potential nur noch um wenige Millivolt ändern. Die angegebene Dimensionierung erfüllt diese Bedingung.

Triggert man den Generator in sehr langen Abständen, so kann es vorkommen, daß zwischen den Triggerimpulsen ein Umschalten auf den frei schwingenden Betrieb erfolgt. Auch bei Triggerung mit Einzelimpulsen ist das möglich. In solchen Fällen wird durch L-Pegel am Eingang E_a die

Automatik abgeschaltet. Der Sägezahngenerator arbeitet dann zwangsläufig nur getriggert. Die Oszillogramme in Bild 5.7 bis Bild 5.11 zeigen die Impulse des Generators an wesentlichen Schaltungspunkten.

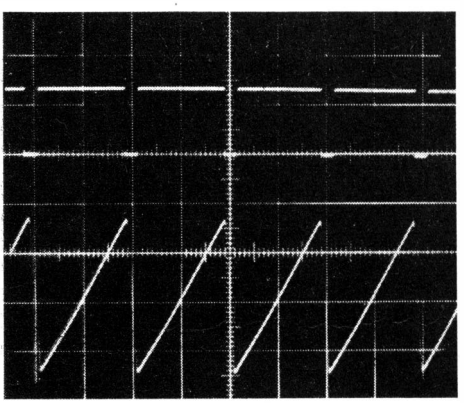


Bild 5.7 Oszillogramme zu Bild 5.6 (frei schwingender Betrieb). **Oben:** Impulse am Ausgang von G2; unten: **Sägezahnspannung an der** Anode von D1 (Maßstab: 1 V/RE)

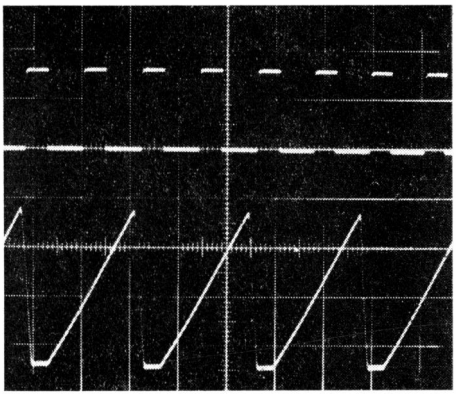


Bild 5.8 Oszillogramme zu Bild 5.6 (getriggerter Betrieb).
Oben: Triggerimpulse an T; unten: Sägezahnspannung an der Anode von D1 (Maßstab: 1 V/RE)

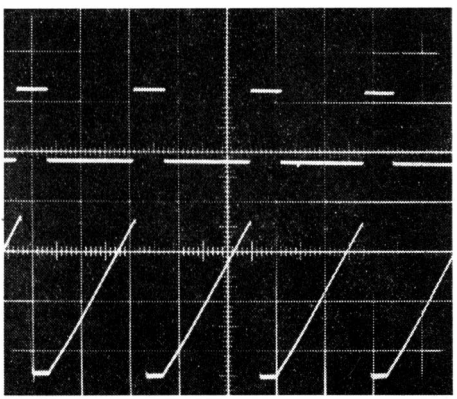


Bild 5.9 Oszillogramme zu Bild 5.6 (getriggerter Betrieb). Oben: Impulse am Ausgang von G1; unten: Sägezahnspannung an der Anode von D1 (Maßstab: 1 V/RE)

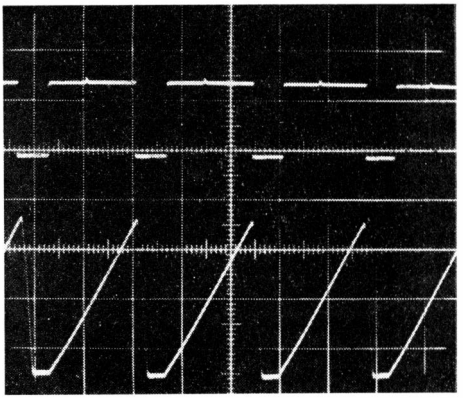


Bild 5.10 Oszillogramme zu Bild 5.6 (getriggerter Betrieb). Oben: Impulse am Ausgang von $\overline{Q}$; unten: Sägezahnspannung an der Anode von D1 (Maßstab: 1 V/RE)

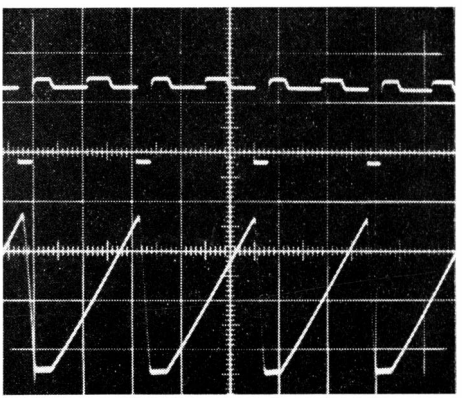


Bild 5.11 Oszillogramme zu Bild 5.6 (getriggerter Betrieb). Oben: Impulse am Ausgang von G3; unten: Sägezahnspannung an der Anode von D1 (Maßstab: 1 V/RE)

5.5. 4-Kanal-Schalter für digitale Signale

Zur Darstellung von digitalen Signalen sind, wie auch die zahlreichen Oszillogrammaufnahmen dieser Broschüre belegen, Mehrstrahloszillografen recht zweckmäßig. Handelt es sich bei den anzuzeigenden Signalen nur um digitale Pegelwerte, so ist es mit relativ wenig Aufwand möglich, mehrere solcher Pegel auf dem Schirm eines Oszillografen darzustellen. Dabei geht man davon aus, daß ein digitales Signal nur die beiden Pegel H und L einnimmt. Solange nun der Pegel an den Eingängen eines solchen Mehrstrahlschalters H beträgt, werden bei der in Bild 5.12 beschriebenen Schaltung vier Nullinien auf dem Oszillografenschirm geschrieben. Immer dann, wenn einer oder mehrere Eingänge auf L-Potential liegen, ergibt sich für die

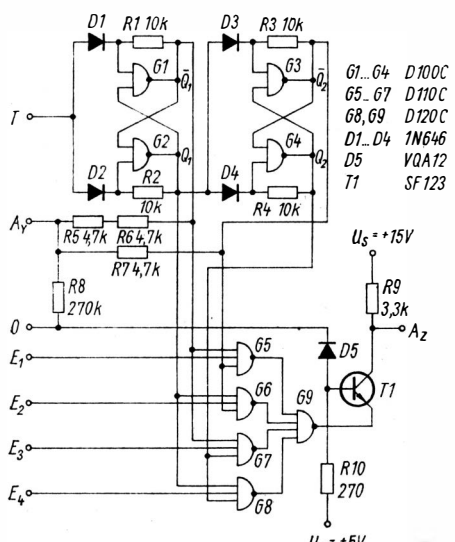


Bild 5.12 4-Kanal-Schalter für digitale Signale

entsprechende Zeitdauer, in der diese Pegel anliegen, eine Dunkeltastung des Oszillografenschirms. Die darzustellenden Potentiale sind also in entsprechende Helligkeitswerte umgesetzt.

Das Bild 5.12 zeigt die praktische Realisierung eines digitalen Mehrstrahlschalters. Ein mit zwei flankengetriggerten Flip-Flops aufgebauter Binärzähler erfüllt zwei Aufgaben. Einmal erzeugt er mit den Widerständen R5 bis R7 eine Treppenspannung mit vier verschiedenen Spannungspegeln. Diese Treppenspannung gelangt über den Ausgang A_Y zum y-Verstärker des benutzten Oszillografen. Bild 5.13 zeigt die erzeugte Treppenspannung, deren Stufenhöhe etwa 1,2 V beträgt. Wenn die Taktfrequenz an T des Zählers hoch ist gegenüber der Kippfrequenz des Oszillografen, so entstehen, wie das Bild 5.14 demonstriert, vier Nullinien auf dem Schirm. Diese Linien sind normalerweise ohne Lücken zu sehen, da zwischen der Kippfrequenz des Oszillografen und der Taktfrequenz kein Zusammenhang besteht. Der Oszillograf wurde bei der Aufnahme des Bildes 5.14 absichtlich mit der Taktfrequenz getriggert, um das Entstehen der Nullinie zu demonstrieren. Normalerweise muß der Oszillograf mit einem der darzustellenden Meßsignale synchronisiert oder getriggert werden.

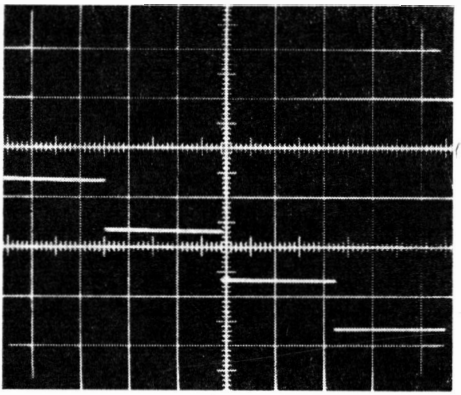


Bild 5.13 Oszillogramm zu Bild 5.12. Treppenspannung an A_y (Maßstab: 1 V/RE)

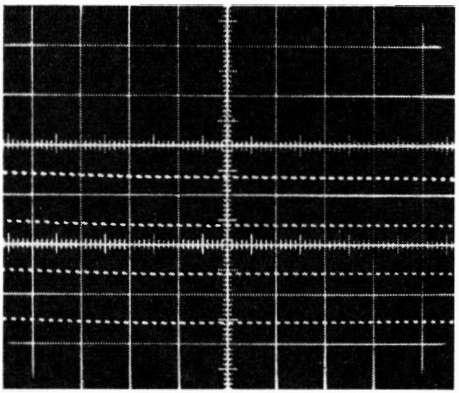


Bild 5.14 Oszillogramm zu Bild 5.12. Treppenspannung an A_y (Maßstab: 1 V/RE)

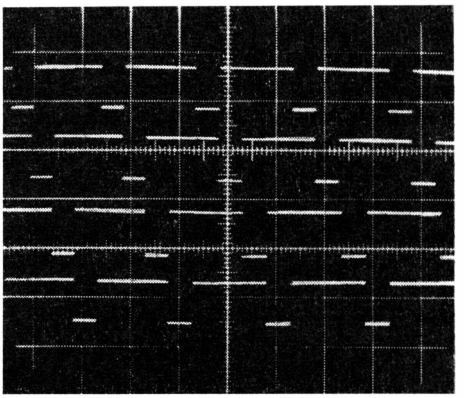


Bild 5.15 Oszillogramme zu Bild 5.12. Von oben nach unten: Ausgangsimpulse der Gatter G5 bis G8 bei H-Potential an E1 bis E4

Die zweite Aufgabe des Zählers besteht darin, die erforderlichen Signale für die mit den Gattern G5 bis G9 verwirklichte Dekodierlogik zu liefern. Dieser Dekoder erfüllt die Aufgabe, immer nur einen der vier Eingänge E_1 bis E_4 an das Gatter G9 durchzuschalten. Befinden sich alle Eingänge auf H-Potential, so kann man an den Ausgängen der Gatter G5 bis G8 die in Bild 5.15 gezeigten Impulse messen. Diesem Bild ist zu entnehmen, daß nacheinander zuerst alle Eingänge von G5, dann die von G6 usw. H-Pegel führen. Solange also keine Signale an E_1 bis E_4 anliegen (das entspricht H-Pegel), ist immer ein Eingang des Gatters G9 auf L-Pegel geschaltet. Am Ausgang von G9 liegt deshalb ständig H-Potential an, und der Transistor T1 sperrt. Dieser arbeitet in Basisschaltung und erzeugt den notwendigen Pegel für die Helligkeitsmodulation des Oszillografen. Führt nun z. B. der Eingang E_1 zu dem Zeitpunkt L-Potential, zu dem die beiden anderen Eingänge des Gatters G5 H-Pegel vom Zähler erhalten, so bleibt der Ausgang dieses Gatters auf H-Potential. Da aber die Ausgänge der Gatter G6 bis G8 zu dieser Zeit ebenfalls H-Pegel eingenommen haben, schaltet das Gatter G9 an sei-

nem Ausgang auf L-Potential um. Der Transistor T1 leitet, und seine Kollektorspannung sinkt von vorher + 15 V auf nahezu 0 V ab. Dieser Spannungssprung wird über A_z dem E-Eingang des Oszillografen zugeleitet und tastet dessen Helligkeit dunkel. Diese Dunkelsteuerung erfolgt bei der obersten Nullinie des Bildes 5.14, die dem Eingang E_1 zugeordnet ist. Entsprechend gehört zum Eingang E_2 die zweite Nullinie usw.
Die beschriebene Schaltung läßt sich leicht erweitern, wenn der Zähler einen größeren Zählumfang hat und man einen entsprechenden Dekoder einsetzt. Auf diese Weise ist es dann möglich, sehr viele digitale Signale gleichzeitig zu beobachten.

5.6. Burst-Toreinheit

Die in diesem Abschnitt angegebene Schaltung erzeugt aus periodischen Spannungen, deren Eingangsamplitude maximal $U_{ess} = 1$ V betragen darf, sogenannte Bursts. Darunter versteht man einen periodischen Spannungsverlauf, bei dem für die Dauer einer oder mehrerer Perioden das periodische Signal ausgeblendet wird. Die beschriebene Schaltung (Bild 5.16) erlaubt es, sowohl die Zahl der ausgeblendeten als auch der übertragenen Perioden in Grenzen zu regeln. Dabei sorgt eine spezielle Triggerschaltung für eine exakte Synchronisation. Mit den so erzeugten Signalen läßt sich das Einschwingverhalten von NF-Verstärkern, Lautsprechern und Mikrofonen leicht überprüfen.
Die Gesamtschaltung der Burst-Toreinheit in Bild 5.16 besteht im wesentlichen aus einem Analogtor mit den Transistoren T1 bis T4 und einer Steuereinheit, die das Tor in der gewünschten Weise öffnet und schließt. Die Funktionsweise der Torschaltung gleicht der, die in Abschnitt 9.5. in Teil 1 näher erläutert wurde, so daß hier nur kurz darauf eingegangen wird. Die zu tastenden Eingangssignale gelangen über den in Kollektorschaltung arbeitenden Transistor T1 an die Katode der als Tor wirkenden Diode

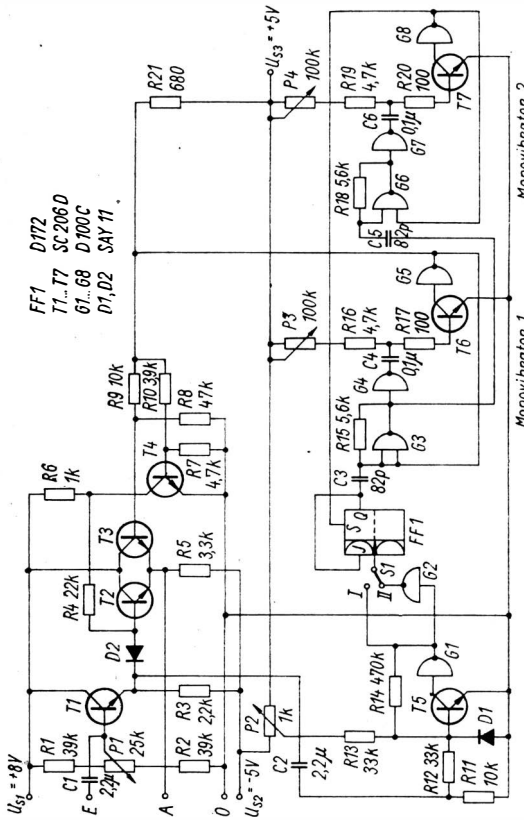


Bild 5.16 Burst-Toreinheit

D2. Gleichzeitig sind die Signale vom Emitter des Transistors T1 über C2 einem Stromtrigger zugeleitet, der eine Rechteckspannung abgibt, die die Steuerelektronik triggert. Solange der Transistor T4 leitet und sein Kollektor deshalb nahezu auf Massepotential liegt, sperrt die Diode D2. Es können deshalb keine Signale von E auf A gelan-

gen. Erst wenn die Steuerelektronik den Basisstrom für T4 abschaltet, steigt die Kollektorspannung von T4 nahezu auf + 8 V an. Die Tordiode D2 arbeitet dann in Flußrichtung und leitet die an E liegenden Signale über eine weitere Kollektorstufe mit T2 an den Ausgang weiter.

Zur Beschreibung der Steuerelektronik sei angenommen, daß das Flip-Flop FF1 an seinem Ausgang Q H-Pegel führt und sich die beiden monostabilen Multivibratoren in ihrer Ruhelage befinden. Am Ausgang des Gatters G5 liegt H-Potential, und die Torschaltung ist gesperrt, weil T4 über R10 Basisstrom erhält. Die positive Halbwelle eines an E anliegenden Signals erzeugt, sobald die Einschaltspannung des Stromtriggers T5 und G1 erreicht ist, am Ausgang des Gatters G2 einen Spannungssprung von H- in Richtung L-Pegel. Dieser Spannungssprung löst die Steuerelektronik aus. Die Bursts beginnen also mit einem positiven Anstieg der Eingangsspannung. Wenn sie mit der negativen Halbwelle beginnen sollen, ist S1 in Stellung I umzuschalten. Der negative Spannungssprung am Takteingang von FF1 schaltet dieses um. Dadurch springt der Ausgang Q von H- auf L-Potential. Einer der j-Eingänge ist mit dem Ausgang Q verbunden. Deshalb sperrt das Flip-Flop für alle nach dem Umschalten am Takteingang anliegenden Triggerimpulse. Erst wenn FF1 über den S-Eingang rücksetzt, kann es erneut getriggert werden. Diese Blockierschaltung sorgt für einen störungsfreien Betrieb der Steuerelektronik.

Der Pegelsprung am Ausgang Q von FF1 triggert über C3 den Monovibrator 1, dessen Arbeitsweise in Teil 1, Abschnitt 6., nachzulesen ist. Während der Kippzeit des ersten monostabilen Multivibrators führt der Gatterausgang von G5 L-Pegel. Dadurch sperrt der Transistor T4, und das Tor öffnet. Dieser Schaltungszustand bestimmt die Burstlänge und dauert so lange an, bis der Monovibrator 1 in seine Ruhelage zurückschaltet. Dann erhält T4 wieder Basisstrom, und das Tor kann keine Eingangssignale mehr durchlassen. Bei dem Rückkippen des ersten monostabilen Multivibrators springt das Potential am Ausgang von G3

von H auf L. Dieser Spannungssprung triggert den Monovibrator 2, der die Länge der Pause zwischen den einzelnen Bursts bestimmt. Während der Kippzeit des zweiten monostabilen Multivibrators liegt der Ausgang des Gatters G8 auf L-Pegel und setzt dadurch FF1 über den S-Eingang zurück. Triggerimpulse, die während der Kippzeit des Monovibrators 2 am Takteingang von FF1 anliegen, sind so lange wirkungslos, wie der S-Eingang auf L-Potential liegt. Erst die nächste, dem Rückkippen des Monovibrators 2 folgende negativ gerichtete Flanke eines Taktimpulses löst die beschriebenen Vorgänge erneut aus.
Bei dem Musteraufbau waren die Kippzeiten der beiden monostabilen Multivibratoren gleich und konnten mit P3 bzw. P4 zwischen 0,3 ms und 7 ms verändert werden. Sind andere Zeiten notwendig, so muß man C4 und C6 austauschen. Gegebenenfalls ist ein Umschalter nützlich. Für die Kippzeiten gelten die Gleichungen:

$$t_1 = 0{,}62 \cdot C4\,(P3 + R16) \text{ und} \tag{28}$$

$$t_2 = 0{,}62 \cdot C6\,(P4 + R19)\,. \tag{29}$$

Abschließend noch ein Hinweis auf die Funktion des Transistors T4. Dieser erzeugt die Nullinie zwischen den einzelnen Bursts. Immer dann, wenn die Torschaltung sperrt, liegt an der Basis von T3 eine Gleichspannung von etwa 4 V, so daß die Ausgangsspannung an A etwa 3,4 V beträgt. Von der Stellung des Potentiometers P1 ist es nun abhängig, welche Lage die Bursts zur Nullinie haben. Um einen geschlossenen Kurvenzug (wie in Bild 5.17 bis Bild 5.19) zu erhalten, muß das Tor öffnen bzw. schließen, wenn die Spannung an der Basis von T1 etwa 4 V beträgt. Mit P1 und dem Triggerpegelregler sind die entsprechenden Einstellungen für diese Bedingung möglich.

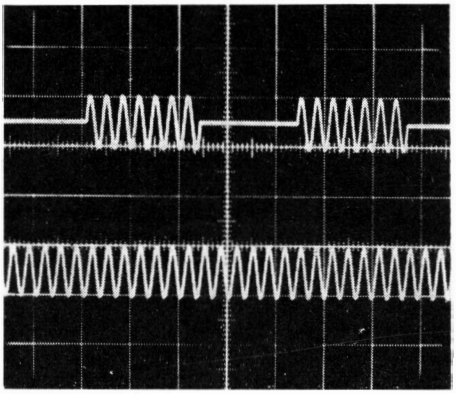


Bild 5.17 Oszillogramme zu Bild 5.16. Oben: Eingangsspannung an E (Maßstab: 1 V/RE); unten: Ausgangsspannung an A (Maßstab 1 V/RE)

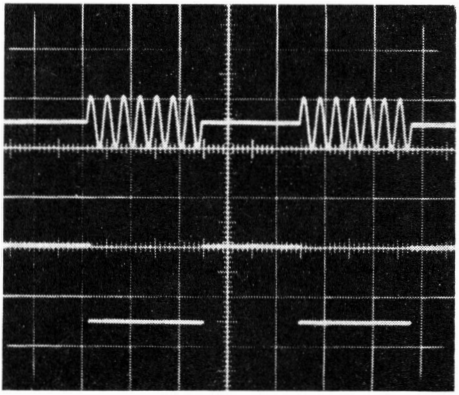


Bild 5.18 Oszillogramme zu Bild 5.16. Oben: Ausgangsspannung an A (Maßstab: 1 V/RE); unten: Impulse an der Basis von T3

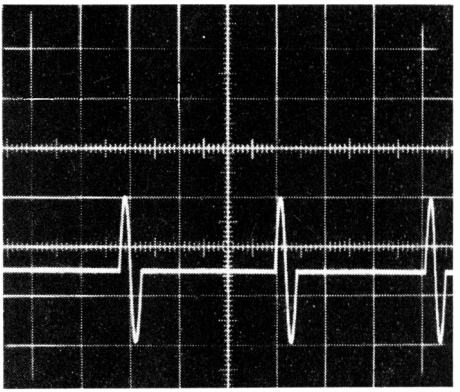


Bild 5.19

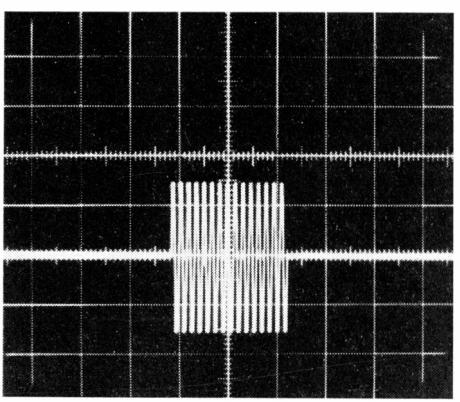


Bild 5.19

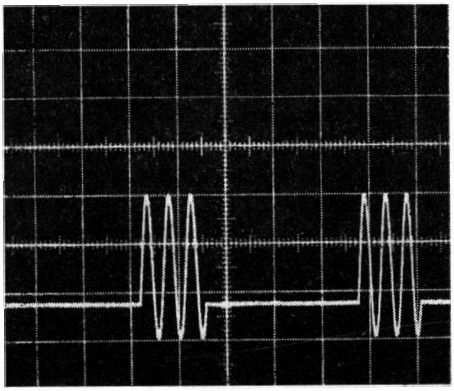


Bild 5.19 Oszillogrammbeispiele für einige Möglichkeiten des Verlaufs der Ausgangsspannung an A der beschriebenen Burst-Toreinheit

6. Steuer- und Regelschaltungen

Auch auf dem Gebiet der Steuer- und Regelschaltungen sind TTL-Bausteine vielseitig anwendbar. Die drei Schaltbeispiele dieses Abschnitts zeigen einige Möglichkeiten.

6.1. Zündimpulsgenerator für Thyristoren in einer Diodenbrückenschaltung

Thyristoren, die zusammen mit einer Diodenbrückenschaltung als Wechselstromsteiler arbeiten, benötigen alle 10 ms Zündimpulse, deren Phasenlage zu der an der Anode des Thyristors anliegenden positiven Halbwelle der Netzspannung veränderlich sein muß. Die nachstehend beschriebene Schaltung liefert Zündimpulse mit einer Amplitude von $U_z = 5\,V$ und einer Leistung von $P_z = 1\,W$. Die Breite der Impulse betrug bei dem Musteraufbau 0,28 ms. Der Stromflußwinkel α konnte mit einem Potentiometer zwischen 10° und 170° verändert werden.
Der Zündimpulsgenerator in Bild 6.1 ist, damit die Zündimpulse immer mit der gleichen, nur von der Stellung des Potentiometers P1 abhängigen Phasenlage am Gate des Thyristors Th1 eintreffen, vom Wechselstromnetz synchronisiert. T1 erhält seinen Basisstrom über R2. Die Zweiwegegleichrichterschaltung mit den Dioden D1 und D2 liefert aber eine negative Halbwellenspannung, so daß der Transistor T1 nur leiten kann, wenn die Amplitude der Halbwellenspannung zu klein ist, um T1 weiter zu sperren. Dieser Fall tritt immer zwischen zwei aufeinanderfolgenden Halbwellen ein. Die Widerstände R1 und R2 sind so gewählt, daß T1 0,3 ms vor und nach dem Ende einer Halbwelle leitet. Das Bild 6.2 zeigt den dazu notwendigen Verlauf der Basisspannung des Transistors T1. Vor unzulässig hoher negativer Basis-Emitterspannung schützt die

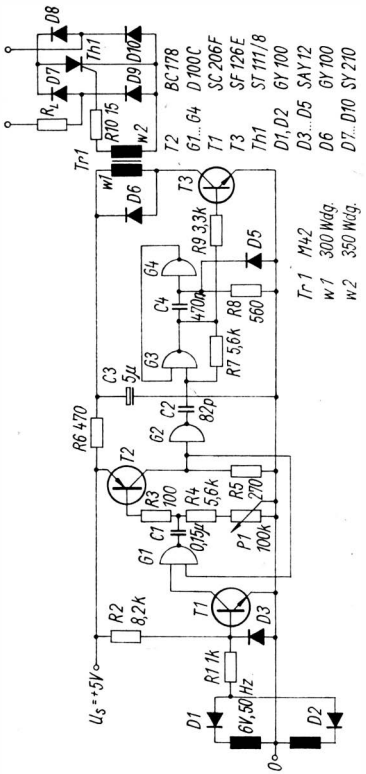


Bild 6.1 Zündimpulsgenerator

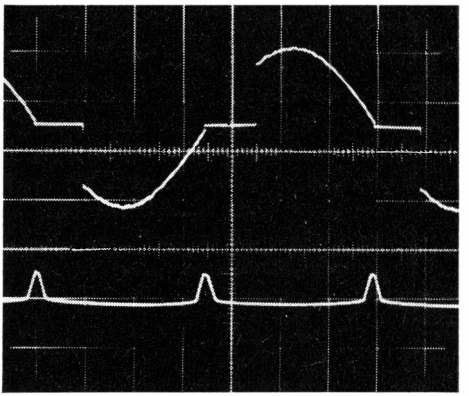


Bild 6.2 Oszillogramme zu Bild 6.1. Oben: Spannungsverlauf über R_L (Maßstab: 200 V/RE); unten: Spannungsverlauf an der Basis von T1

Diode D3. Die beschriebene Steuerung erzeugt also in T1 Kollektorstromimpulse, die mit den Nulldurchgängen der Wechselspannung zusammentreffen. Diese Kollektorstromimpulse lösen nun ihrerseits den eigentlichen Zündimpulsgenerator aus.

Wenn T1 leitet, schaltet der aus den Bauelementen G1 und T2 gebildete monostabile Multivibrator in seine Arbeitslage um. Die Spannung am Kollektor von T2 springt dabei von H- auf L-Pegel. Am Ausgang des Gatters G2 liegt dann H-Potential. Nach Ablauf der von den Werten für C1, R4 und P1 bestimmten Kippzeit schaltet der Monovibrator wieder in seine Ruhelage zurück. Der Ausgang von G2 springt auf L-Pegel. Das Bild 6.3 zeigt diesen Spannungsverlauf. Der in negativer Richtung erfolgende Spannungssprung am Ausgang des Gatters G2 triggert über C2 einen weiteren monostabilen Multivibrator (G3 und G4). Dieser erzeugt für die Dauer von 0,28 ms einen Impuls, der den sonst gesperrten Schalttransistor T3 in den leitenden Zustand steuert. Im Kollektorkreis von T3 befindet sich ein

Impulsübertrager zur Potentialtrennung zwischen Zündimpulsgenerator und Thyristor.

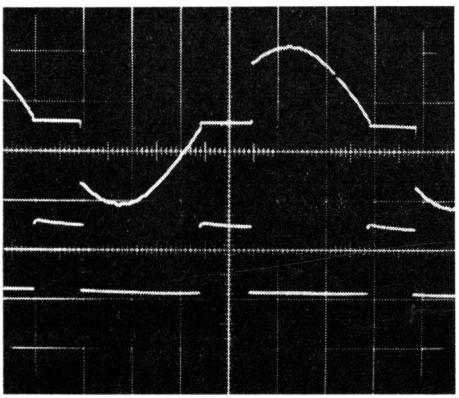


Bild 6.3 Oszillogramme zu Bild 6.1. Oben: Spannungsverlauf über R_L (Maßstab: 200 V/RE); unten: Impulse am Ausgang des Gatters G2

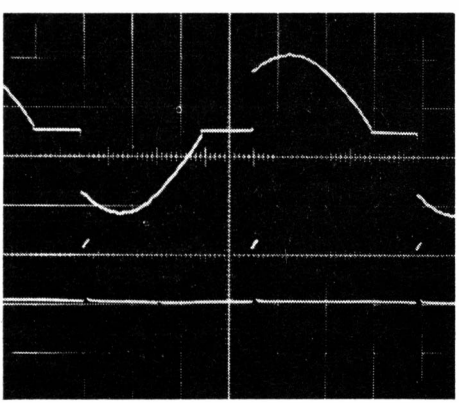


Bild 6.4 Oszillogramme zu Bild 6.1. Oben: Spannungsverlauf über R_L (Maßstab: 200 V/RE); unten: Impulse am Ausgang des Gatters G3

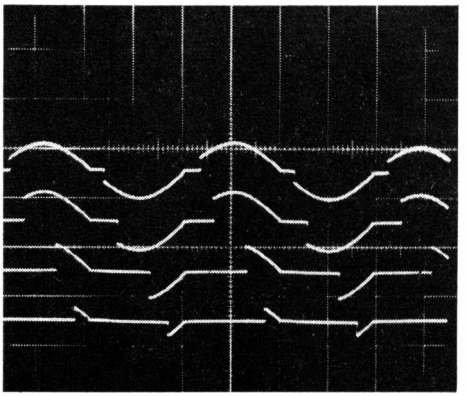


Bild 6.5 Oszillogramme zu Bild 6.1. Von oben nach unten: Spannungsverläufe über R_L bei verschiedenen Stromflußwinkeln (Maßstab: 600 V/RE)

Der Stromflußwinkel α kennzeichnet den Teil einer jeden Halbwelle, in der der Thyristor leitet. Der Winkelbetrag α ist um so größer, je kürzer die Kippzeit des ersten monostabilen Multivibrators ist. Bei der beschriebenen Schaltung ließ sich α mit P1 verändern. Natürlich kann man in Regelschaltungen das Potentiometer gegen andere Widerstandsgeber austauschen. Auch eine steuerbare Stromquelle ersetzt P1 und R4. Wenn ein Differenzverstärker die Stromquelle ansteuert, sind sehr genau arbeitende Regelschaltungen möglich. Für den Stromflußwinkel α gilt die Beziehung:

$$\alpha = 180° \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot t_v}{T}\right) . \tag{30}$$

In dieser Gleichung steht T für die Periodendauer der Netzfrequenz ($T = 20$ ms) und t_v für die Kippzeit des ersten Monovibrators, die man mit nachstehender Näherung ermitteln kann:

$$t_v = 0{,}61 \cdot C1 \cdot (R4 + P1) . \tag{31}$$

6.2. Steuerschaltung für eine elektronische Belichtungsuhr

Elektronische Belichtungsuhren ermöglichen bei fotografischen Arbeiten einen hohen Grad an Reproduzierbarkeit, da sich schon einmal erforderliche Belichtungszeiten leicht neu einstellen lassen. Die in Bild 6.6 dargestellte Steuerschaltung ist für eine Lampenleistung von 500 W ausgelegt. Die Einschaltzeit der Lampe kann innerhalb von drei Bereichen zwischen 0,1 s bis 1,1 s, 0,9 s bis 10 s und 10 s bis 110 s gewählt werden. Kernstück der Steuerschaltung ist ein weitgehend temperaturkompensierter monostabiler Multivibrator, der in ähnlicher Form auch bei der Schaltung des Abschnitts 3.5. verwendet wurde. Allerdings benutzt die in Bild 6.6 zur Kompensation der Basis-Emitterspannung des Transistors T1 die Diode D1. Das ist möglich, weil die Flußspannung von D1 und die Basis-Emitterspannung von T1 etwa die gleiche Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur aufweisen. Im Ruhezustand befindet sich der Ausgang des Gatters G1 auf L-Potential. Der Transistor T1 sperrt deshalb, und das Relais A ist abgefallen. Den Kippvorgang löst ein Tastendruck auf Ta aus. Der mit C1 verbundene Gattereingang von G1 erhält dadurch für kurze Zeit L-Pegel, und der monostabile Multivibrator kippt in seine Arbeitslage. Wie in Abschnitt 3.5. ausführlich beschrieben, sperrt dabei T1, und der Ausgang von G1 springt auf H-Potential. Jetzt erhält T2 Basisstrom, und das Relais A zieht an. Dadurch schließt a_1, und die Lampe leuchtet. Nach Ablauf der mit S1 grob und mit P1 fein einstellbaren Kippzeit schaltet der monostabile Multivibrator in seine Ruhelage zurück, und die Lampe erlischt wieder.

Wenn P1 auf seinen Maximalwert eingestellt worden ist, beträgt der am Ende der Kippzeit fließende Ladestrom nur noch etwa 8 µA. Damit der Reststrom der Kondensatoren C2 und C3 keinen zu großen Zeitfehler erzeugt, sollten möglichst Tantalausführungen verwendet werden. Die

Kippzeit des Monovibrators kann man mit der folgenden Gleichung ermitteln:

$$t = 0{,}69 \cdot (R6 + P1) \cdot C2\,(3{,}4)\,. \qquad (32)$$

Die Speisespannung für die Relaisschaltstufe braucht nicht stabilisiert zu sein. Im Gegensatz zu den anderen in dieser Broschüre beschriebenen Schaltungen zeigt das Bild 6.6 eine Möglichkeit für die Stabilisierung der Speisespannung des monostabilen Multivibrators. Diese einfache Regelschaltung verwendet als Referenzelement eine GaAsP-Lumineszenz-

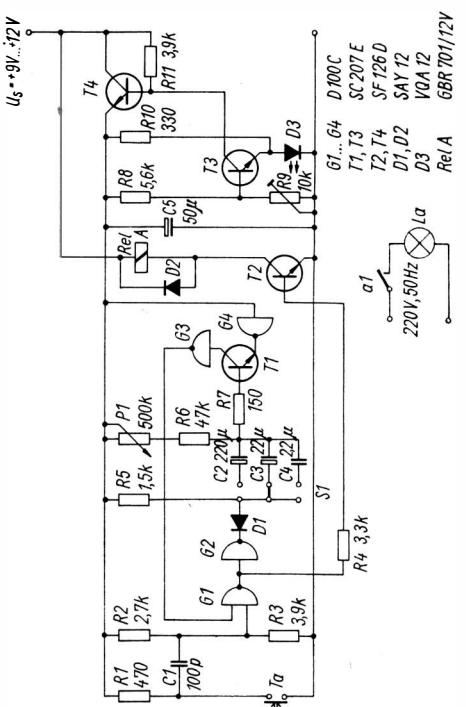


Bild 6.6 Steuerschaltung für eine elektronische Belichtungsuhr

diode, die in Flußrichtung einen typischen Spannungsabfall zwischen 1,5 V und 1,8 V aufweist. Besonders vorteilhaft ist dessen geringer prozentualer Temperaturkoeffizient von nur $-1\,\%/10$ K. Dieser Wert ist etwa dreimal kleiner als bei in Flußrichtung betriebenen Siliziumdioden. Der Temperaturkoeffizient der gesamten Stabilisierungsschaltung konnte deshalb bei einer Ausgangsspannung von 5 V auf -9 mV/K verbessert werden. Die Leuchtdiode übernimmt gleichzeitig die Anzeige des Betriebszustandes.

6.3. Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren

Sind in Kassettentonbandgeräten oder Plattenspielern Gleichstrommotoren eingesetzt, so muß deren Drehzahl elektronisch geregelt werden, damit sich mögliche Änderungen der Speisespannung oder der Motorlast nicht auf die Drehzahl auswirken. Eine Lösungsmöglichkeit für diese Aufgabe zeigt der in Bild 6.7 vorgestellte Stromlaufplan. Als Motor wurde der im Kassettentonbandgerät *KT 100* verwendete eingesetzt. Die Parameter der elektronischen Motorregelung sind hier so gewählt, daß sich mit einem Potentiometer die Drehzahl des Motors zwischen 1020 U/min und 3300 U/min einstellen läßt.

Die Motorregelung benötigt als Ist-Wert eine unsymmetrische Rechteckspannung, deren Frequenz der jeweiligen Drehzahl des Motors proportional ist. Diese Aufgabe übernimmt eine optoelektronische Anordnung. Auf der Welle des Motors ist eine undurchsichtige Kunststoffscheibe befestigt, die mit sechs Schlitzen versehen wurde. Diese Scheibe liegt im Strahlengang der aus der Lampe La und der Fotodiode D1 gebildeten Lichtschranke. Die Fotodiode steuert eine Triggerschaltung (T1, G1 und G2) mit hochohmigem Eingang. Immer dann, wenn die Fotodiode beleuchtet wird, fließt durch die sonst gesperrte Diode D1 ein Strom. Dieser erzeugt über dem Widerstand R1 einen so großen Spannungsabfall, daß der Trigger einschaltet. Der Transistor T1 leitet dann, und der Ausgang des Gatters G3

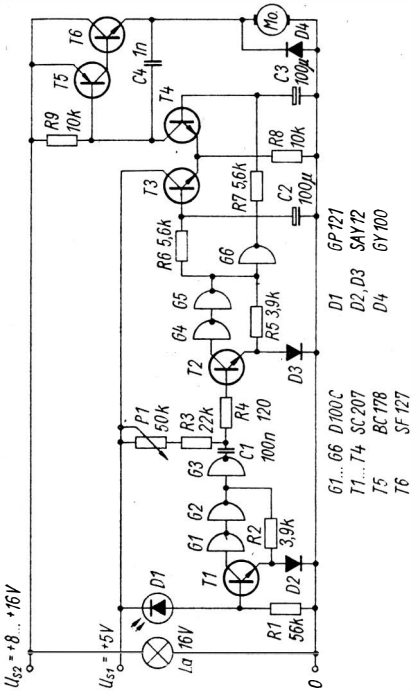


Bild 6.7 Stromlaufplan der Drehzahlregelung

befindet sich auf H-Pegel. Die Schlitzscheibe wurde so ausgelegt, daß das Verhältnis der Einschaltzeit des Triggers zu der Zeit, in der er ausgeschaltet ist, etwa 1 : 5 betrug. Durch die sechs Schlitze der Scheibe ist die Frequenz der in der beschriebenen Weise entstehenden rechteckförmigen Spannung am Ausgang des Gatters G3 sechsmal höher als die Motorfrequenz. Läuft der Motor z. B. mit 3000 U/min, so entspricht das einer Motorfrequenz von 50 Hz. Die Frequenz der Rechteckspannung am Ausgang von G3 beträgt dann 300 Hz.

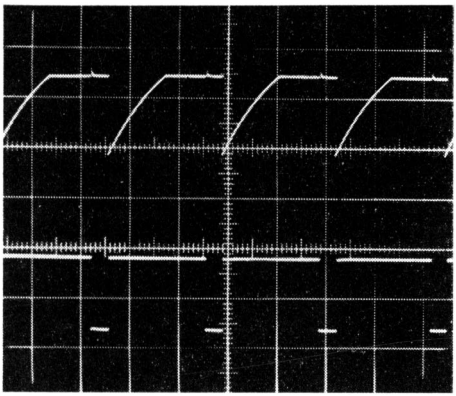


Bild 6.8 Oszillogramme zu Bild 6.7. Oben: Spannungsverlauf am Verbindungspunkt von R3 und R4; unten: Impulse am Ausgang von G2

In der Zeit, in der sich der Ausgang von G3 auf H-Pegel befindet, lädt sich der Kondensator C1 auf eine positive Spannung auf. Da der Ladestrom für C1 über den Schutzwiderstand R4 in die Basis von T2 fließt, leitet dieser Transistor. T2, G4 und G5 bilden ebenfalls eine Triggerschaltung. Solange sich der Kondensator auflädt bzw. solange sich der Ausgang von G3 auf H-Pegel befindet, liegt am Ausgang des Gatters G5 L-Potential. In dem Augenblick, in dem der Pegel am Ausgang des Gatters G3 von H in Richtung L springt, wird der aufgeladene Kondensator C1 parallel zum Eingang des zweiten Triggers geschaltet. Die Spannung über C1 wirkt als Sperrspannung und schaltet den Trigger T2, G4 und G5 ab, und der Pegel am Ausgang des Gatters G5 springt auf H. In diesem Schaltzustand verharrt der zweite Trigger so lange, bis der Kondensator C1 über die Widerstände R3 und P1 umgeladen ist. Dann leitet T2 wieder, und der Ausgang des Gatters G5 schaltet auf L-Pegel zurück.
Das so entstehende Rechtecksignal am Ausgang des Gatters G5 wird dem Integrierglied (R6 und C2) zugeleitet. Gleich-

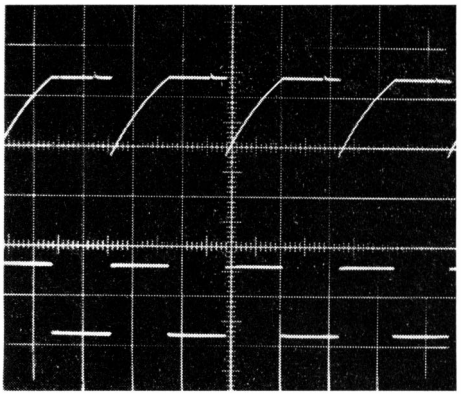


Bild 6.9 Oszillogramme zu Bild 6.7. Oben: Spannungsverlauf am Verbindungspunkt von R3 und R4; unten: Impulse am Ausgang von G5

zeitig invertiert das Gatter G6 die Rechteckspannung am Ausgang des Triggers. Die invertierte Ausgangsspannung des zweiten Triggers gelangt ebenfalls in ein Integrierglied (R7 und C3). An den Ausgängen der beiden Integrierglieder liegen jetzt Gleichspannungen vor, die der Differenzverstärker (T3 und T4) weiterverarbeitet. Die Verstärkung des Differenzverstärkers und der ihm folgenden Leistungsstufe (T5 und T6) ist so groß, daß der Motor schon mit voller Drehzahl läuft, wenn die Spannung an der Basis des Transistors T4 nur wenige zehn Millivolt größer ist als die Spannung an der Basis von T3. Deshalb wird sich eine solche Motordrehzahl einstellen, bei der die Spannungen über den Kondensatoren C2 und C3 nahezu gleich sind. Das ist aber gerade dann der Fall, wenn am Ausgang des Gatters G5 eine symmetrische Rechteckspannung anliegt. Zusammenfassend kann man feststellen, daß ein Vergleich der Umladezeit des Kondensators C1 mit der Periodendauer der am Ausgang des Gatters G3 liegenden sechsfachen Motorfrequenz erfolgt. Als Soll-Wert ist also bei dieser Regelschaltung eine Zeit verwendet. Die Dreh-

zahl regelt man dabei so lange nach, bis die Periodendauer der unsymmetrischen Rechteckspannung am Ausgang von G3 nahezu gleich der zweifachen Umladezeit des Kondensators C1 ist. In diesem Fall erhält der Differenzverstärker gerade eine solche Steuerspannung, wie zur Aufrechterhaltung dieses Zustandes notwendig ist.
Mit P1 läßt sich die Drehzahl des Motors einstellen. Für die Motorfrequenz f_M gilt folgende Beziehung:

$$f_M = \frac{1}{0{,}63 \cdot (R3 + P1) \cdot C1 \cdot n} \quad n = \text{Zahl der Schlitze.} \tag{33}$$

Die Ergebnisse der beschriebenen Schaltung sind beachtlich. Bei einer Änderung der Speisespannung U_{S2} innerhalb eines Bereichs von 8 V bis 16 V wich die Motordrehzahl weniger als 1 % ab. Den Einfluß der Speisespannung U_{S1} entnimmt man dem Bild 6.10.

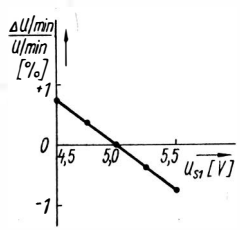


Bild 6.10
Relative Abhängigkeit der Motordrehzahl von der Speisespannung U_{S1}

Literatur

[1] *Möschwitzer, A.; Lunze, K.:* Halbleiterelektronik — Lehrbuch; VEB Verlag Technik, Berlin 1973

[2] *Ebert, J.; Jürres, E.:* Digitale Meßtechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1971

[3] *Gienapp, A.; Hübner, R.; Witte, Ch.:* Prüfstift für TTL-Schaltkreise; „radio fernsehen elektronik" 23 (1974), H. 2, S. 62—63

[4] *Kühne, H.:* Schaltungsvorschläge für Prüfstifte zur Schnellprüfung von TTL-Schaltkreisen, „radio fernsehen elektronik" 21 (1972), H. 8, S. 265

[5] *Hirsch, W.; Kloss, G.; Meiling, W.:* Logikprüfstift für TTL-Schaltungen; „radio fernsehen elektronik" 23 (1974), H. 7, S. 227—228

[6] *Czech, J.:* Oszillografen-Meßtechnik; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1963

[7] *Kühn, E.; Schmied, H.:* Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1972

[8] *Haseloff, E.:* Das TTL-Kochbuch; Texas Instruments Deutschland GmbH, München 1972

[9] *Kramer, M.:* Impulstechnik mit TTL-Schaltkreisen; Band 156 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1977

[10] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie D 10 — Teil 1; Band 141 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1977